

Вінницький національний технічний університет  
(повне найменування вищого навчального закладу)

Факультет інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем  
(повне найменування інституту, назва факультету (відділення))

Кафедра радіотехніки  
(повна назва кафедри (предметної, циклової комісії))

Пояснювальна записка  
до магістерської кваліфікаційної роботи  
«Магістр»  
(освітньо-кваліфікаційний рівень)

на тему: **ЛОГІЧНІ РАДІО-ІМПУЛЬСНІ ПРИСТРОЇ НА ОСНОВІ  
РЕЗОНАНСНО-ТУНЕЛЬНИХ НАПІВПРОВІДНИКОВИХ СТРУКТУР  
ІЗ ВІД'ЄМНИМ ДИФЕРЕНЦІЙНИМ ОПОРОМ**

Виконав: студент 2-го курсу, групи РТ-18м  
спеціальності 172 – Телекомунікації та  
радіотехніка Освітня програма:

Радіотехніка

(шифр і назва напрямку підготовки, спеціальності)

Шейко Є. О.

(прізвище та ініціали)

Керівник: д.т.н., проф. зав каф. РТ

Осадчук О. В.

(прізвище та ініціали)

«   » \_\_\_\_\_ 2019 р.

Рецензент: к.т.н., доц. каф. ТКСТБ

Семенова О. О.

(прізвище та ініціали)

«   » \_\_\_\_\_ 2019 р.

## Вінницький національний технічний університет

Факультет інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем

Кафедра Радіотехніки

Освітньо-кваліфікаційний рівень Магістр

Спеціальність 172 – Телекомунікації та радіотехніка

(шифр і назва)

**ЗАТВЕРДЖУЮ**

Завідувач кафедри РТ

д.т.н., професор О.В. Осадчук

“\_\_\_” \_\_\_\_\_ 201\_ року

### З А В Д А Н Н Я НА МАГІСТЕРСЬКУ КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ СТУДЕНТА

Шейка Євгенія Олександровича

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи « Логічні радіо-імпульсні пристрої на основі резонансно-тунельних напівпровідникових структур із від'ємним диференціальним опором»

керівник роботи Осадчук Олександр Володимирович, д.т.н., професор кафедри РТ (прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)

затверджені наказом вищого навчального закладу від “02” 10 2019 року №254

2. Строк подання студентом роботи 17 грудня 2019 року.

3. Вихідні дані до роботи: діапазон частот генерації радіосигналів – 35..42 ГГц; коефіцієнт корисної дії 19,1%; струм живлення 12 мА при напрузі живлення 1,0 В; рівень напруги логічного нуля 0,101 В; рівень напруги логічної одиниці 0,707 В; рівень амплітуди напруги синхросигналів 0,75 В; час наростання переднього фронту імпульсів 160 пкс; час затримки 90 пкс; середня потужність 115 мкВт.

4. Зміст розрахунково-пояснювальної записки (перелік питань, які потрібно розробити: Вступ. Напівпровідникові квантові наноструктури. Функціональні пристрої на основі резонансно-тунельного ефекту. Електричний розрахунок наноелектронних приладів на основі резонансно-тунельних напівпровідникових структур. Розроблення та дослідження логічних радіо-імпульсних пристроїв на основі резонансно-тунельних діодів. Економічна частина. Охорона праці та безпека в надзвичайних ситуаціях. Висновки. Перелік посилань. Додатки.

5. Перелік графічного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень) Результати аналізу перспективних напрямків розвитку функціональної мікроелектроніки. Напівпровідникові структури із квантовим обмеженням за рахунок внутрішнього електричного поля. Будова та принцип дії діодів із тунельно-резонансною напівпровідниковою структурою. Радіо-імпульсні пристрої на основі резонансно-тунельних діодів для виконання логічних операцій XOR та XNOR. Розроблення тривходових логічних елементів XOR і XNOR на основі резонансно-тунельних діодів за топологією топології GTG. Результати комп'ютерного схемотехнічного моделювання.

## 6. Консультанти розділів роботи

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	завдання прийняв
Основна частина	д.т.н., професор Осадчук О.В.		
Охорона праці та безпека в надзвичайних ситуаціях	к.т.н., доцент Березюк О. В.		
Економічна частина	к.т.н., доцент Адлер О. О.		

7. Дата видачі завдання 04 жовтня 2019 року

## КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів магістерської кваліфікаційної роботи	Строк виконання етапів роботи	Примітка
1.	Огляд літературних джерел. Вибір та узгодження теми МКР	02.09.2019-15.09.2019	
2.	Аналіз літературних джерел. Попередня розробка основних розділів	16.09.2019-22.09.2019	
3.	Затвердження теми. Розробка технічного завдання	23.09.2019-02.10.2019	
4.	Аналіз вирішення поставленої задачі. Розробка структурної схеми	03.10.2019-20.10.2019	
5.	Електричні розрахунки. Експериментальне дослідження	21.10.2019-29.10.2019	
6.	Розділ моделювання	30.10.2019-03.11.2019	
7.	Розробка графічної частини МКР	04.11.2019-10.11.2019	
8.	Аналіз економічної ефективності розробки	11.11.2019-15.11.2019	
9.	Охорона праці (ОП)	16.11.2019-22.11.2019	
10.	Оформлення пояснювальної записки та графічної частини	23.11.2019-27.11.2019	
11.	Нормоконтроль	28.11.2019-29.11.2019	
12.	Попередній захист МКР, доопрацювання, рецензування МКР	02.12.2019-06.12.2019	
13.	Захист МКР ЕК	18.06.2019-19.06.2019	

Студент

\_\_\_\_\_  
( підпис )

Шейко Є.О.

Керівник роботи

\_\_\_\_\_  
( підпис )

Осадчук О.В.

## Реферат

УДК 621.396

Шейко Є. О. Логічні радіо-імпульсні пристрої на основі резонансно-тунельних напівпровідникових структур із від'ємним диференційним опором. Магістерська кваліфікаційна робота. - Вінниця: ВНТУ, 2019. – 131 с. укр. мовою.

Бібліографій 64, ілюстрацій 42, таблиць 22.

У роботі наведено результати розроблення та дослідження логічних радіо-імпульсних пристроїв на основі резонансно-тунельних напівпровідникових структур із від'ємним диференційним опором. Проведено аналіз функціональних пристроїв на основі резонансно-тунельного ефекту, таких як резонансно-тунельні діоди, модуляційно-леговані польові транзистори, біполярні транзистори на гетеропереходах, транзистори на гарячих електронах і транзистори з резонансним тунелюванням.

Розроблено та досліджено електричні схеми радіо-імпульсних пристроїв на основі резонансно-тунельних діодів призначених для виконання логічних операцій XOR та XNOR. Отримано результати електричних розрахунків і комп'ютерного схемотехнічного моделювання радіо-імпульсних логічних пристроїв на основі резонансно-тунельних діодів.

Графічна частина складається з 6 плакатів із результатами дослідження.

Також у роботі розроблено розділи економічної частини, охорони праці та безпеки в надзвичайних ситуаціях.

Ключові слова: логічний елемент, резонансно-тунельний ефект, резонансно-тунельний діод, математична модель.

## Abstract

Sheiko E.A Logical radio-pulse devices based on resonant-tunneled semiconductor structures with negative differential resistance. Master's thesis. - Vinnytsia: VNTU, 2019. - 131 p. ukr. language.

Bibliographies 64, illustrations 42, tables 22.

The paper presents the results of the development and research of logical radio-pulse devices based on resonant tunneling semiconductor structures with negative differential resistance. The analysis of functional devices based on the resonant tunneling effect, such as resonant tunneling diodes, modulation-doped field effect transistors, bipolar transistors on heterojunctions, transistors on hot electrons and transistors with resonant tunneling.

The electrical circuits of radio-pulse devices based on resonant tunneling diodes designed to perform logical operations XOR and XNOR were developed and investigated. The results of electrical calculations and computer circuit simulation of radio-pulse logic devices based on resonant tunneling diodes are obtained.

The graphic part consists of 6 posters with the results of the study.

The work also developed sections of the economic part, labor protection and safety in emergency situations.

Keywords: logical element, resonance-tunneling effect, resonance-tunneling diode, mathematical model.

## ЗМІСТ

ВСТУП.....	7
1 НАПІВПРОВІДНИКОВІ КВАНТОВІ НАНОСТРУКТУРИ.....	11
1.1 Перспективні напрямки розвитку функціональної мікроелектроніки .....	11
1.2 Структури із квантовим обмеженням за рахунок внутрішнього електричного поля.....	14
1.3 Структури із квантовим обмеженням за рахунок зовнішнього електричного поля .....	21
1.4 Квантові ями .....	23
2 ФУНКЦІОНАЛЬНІ НАНОЕЛЕКТРОННІ ПРИСТРОЇ НА ОСНОВІ РЕЗОНАНСНО-ТУНЕЛЬНОГО ЕФЕКТУ .....	27
2.1 Модуляційно-леговані польові транзистори (MODFET).....	27
2.2 Біполярні транзистори на гетеропереходах.....	30
2.3 Транзистори на гарячих електронах.....	35
2.4 Транзистори з резонансним тунелюванням .....	39
2.5 Висновки до розділу .....	42
3 ЕЛЕКТРИЧНИЙ РОЗРАХУНОК НАНОЕЛЕКТРОННИХ ПРИЛАДІВ НА ОСНОВІ РЕЗОНАНСНО-ТУНЕЛЬНИХ НАПІВПРОВІДНИКОВИХ СТРУКТУР ІЗ ВІД'ЄМНИМ ДИФЕРЕНЦІЙНИМ ОПОРОМ.....	44
3.1 Тунельно-резонансні структури в спіновій електроніці .....	44
3.2 Розрахунок електричних параметрів резонансно-тунельного діода .....	46
3.3 Розрахунок електричних параметрів і характеристик MODFET .....	47
3.4 Висновки до розділу .....	51
4 РОЗРОБЛЕННЯ ТА ДОСЛІДЖЕННЯ ЛОГІЧНИХ РАДІО-ІМПУЛЬСНИХ ПРИСТРОЇВ НА ОСНОВІ РЕЗОНАНСНО-ТУНЕЛЬНИХ ДІОДІВ .....	52
4.1 Тривходові радіо-імпульсні пристрої на основі резонансно-тунельних діодів для виконання логічних операцій XOR та XNOR.....	52
4.2 Розроблення тривходових логічних елементів XOR і XNOR на базі топології GTG .....	56
4.3 Комп'ютерне схемотехнічне моделювання радіо-імпульсних логічних пристроїв на основі резонансно-тунельних діодів .....	61
4.4 Розроблення схеми XOR на основі резонансно-тунельного транзистора з високою рухливістю електронів .....	64
4.5 Висновки до розділу .....	74
5 ЕКОНОМІЧНА ЧАСТИНА.....	75
5.1 Аналіз комерційного потенціалу розробки (технологічний аудит розробки) логічних радіо-імпульсних пристроїв на основі резонансно-тунельних напівпровідникових структур із від'ємним диференційним опором .....	75
5.2 Прогнозування витрат на виконання науково-дослідної, дослідно-конструкторської та конструкторсько-технологічної роботи .....	82
5.3 Прогнозування комерційних ефектів від реалізації логічних радіо-імпульсних пристроїв на основі резонансно-тунельних напівпровідникових структур із від'ємним диференційним опором .....	89
5.4 Розрахунок ефективності вкладених інвестицій та період їх окупності.....	91

6 ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ .....	94
6.1 Технічні рішення з виробничої санітарії та гігієни праці .....	94
6.2 Промислова та пожежна безпека при проведенні дослідження.....	101
6.3 Безпека у надзвичайних ситуаціях. Дослідження стійкості роботи радіо-імпульсних пристроїв в умовах дії загрозливих чинників надзвичайних ситуацій .....	103
6.4 Розробка заходів по підвищенню стійкості роботи радіо-імпульсних пристроїв в умовах дії загрозливих чинників НС.....	108
6.5 Висновки до розділу .....	110
ВИСНОВКИ.....	111
ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ .....	113
Додаток А (обов'язковий). Технічне завдання.....	119
Додаток Б (обов'язковий). Результати аналізу перспективних напрямків розвитку функціональної мікроелектроніки .....	126
Додаток В (обов'язковий). Напівпровідникові структури із квантовим обмеженням за рахунок внутрішнього електричного поля та квантові ями. ....	127
Додаток Д (обов'язковий). Будова та принцип дії діодів із тунельно-резонансною напівпровідниковою структурою.....	128
Додаток Е (обов'язковий). Базові схеми радіо-імпульсних логічних пристроїв на основі резонансно-тунельних діодів. ....	129
Додаток Ж (обов'язковий). Розроблення тривходових логічних елементів XOR і XNOR на основі резонансно-тунельних діодів за топологією топології GTG.....	130
Додаток К (обов'язковий). Результати комп'ютерного схемотехнічного моделювання.....	131

## ВСТУП

### *Актуальність теми.*

Резонансно-тунельні діоди є одними з найбільш перспективних приладів твердотільної електроніки. Нині розроблено багато схем, що застосовують РТД, і деякі з таких схем мають комерційне застосування. Стабільне функціонування РТД спостерігалось на частотах понад 2,5 ТГц; також спостерігаються задовільні співвідношення пікового значення струму до долинного значення при кімнатній температурі. Такі властивості пристрою роблять його унікальним активним елементом для мікрохвильової електроніки. На жаль, на відміну від порівняно простої ідеї функціонування пристрою фізика функціонування РТД є дуже складною і залежить від багатьох факторів. Таким чином, поки що існує багато нерозв'язаних проблем з моделюванням характеристик РТД.

Актуальність даної теми полягає в тому, що на даний час проводиться велика кількість досліджень в області резонансного тунелювання електронів через тонкі напівпровідникові плівки та їх застосування в мікроелектроніці.

### *Аналіз останніх досліджень.*

Наявність потенційної ями дуже малих розмірів, сформованої в гетеропереходах структури AlGaAs-GaAs, може приводити до квантування рівнів енергії, що відповідають руху електронів у напрямку, перпендикулярному поверхні поділу, хоча рух електронів у площині, паралельній поверхні поділу, практично не відрізняється від руху вільних частинок. При цьому відзначалося, що рухливність електронів у цій площині може бути винятково високою, оскільки виникаючі в шарі AlGaAs електрони надходять у нелегований шар GaAs, де відсутнє розсіювання на примісних атомах і вони можуть рухатися паралельно поверхні поділу зовсім вільно під впливом електричного поля. Саме на цьому принципі з початку 1980-х г. почали створюватися польові транзистори з високою рухливістю носіїв (HEMT), які іноді називають польовими транзисторами з модульованим легуванням (MODFET), тому що в них використовуються модульовано-



леговані гетеропереходи, а їхня дія заснована на можливості регулювання руху електронів уздовж каналу впливом електричного поля [1-3].

Завдяки своїм характеристикам такі пристрої одержали також назву польових транзисторів з високою рухливістю електронів (HEMT). Для порівняння у [4] наведені також типові характеристики кремнієвих польових МОН-Транзисторів і польових транзисторів з бар'єром Шоттки на основі GaAs. Значення частот приведено для кімнатної температури (300 °К), хоча варто відзначити, що вони набагато вище при температурі близько 0 °К внаслідок росту рухливості при низьких температурах. У цей час уже існують модульовано-леговані польові транзистори з довжиною затвора близько 100 нм і робочою частотою при кімнатній температурі порядку декількох сотень гігагерць (ГГц) [5].

Використання квантових гетероструктур не обмежується польовими транзисторами, у яких транспорт електронів здійснюється лише паралельно поверхні квантової ями, а включає також транзистори, у яких транспорт відбувається перпендикулярно поверхні поділу гетероструктури. Робота таких транзисторів заснована на прикладанні різниці потенціалів до емітеру, бази й колектору, що нагадує механізм дії біполярних транзисторів. Максимальна робоча частота біполярних транзисторів обмежується часом прольоту носіїв заряду через базу. Як буде показано нижче, гетеропереходні біполярні транзистори (HBT) на основі переходів в AlGaAs - GaAs або Si - Ge дозволяють значно підвищити ряд важливих параметрів, таких, як гранична частота (частота відсікання),  $\beta$ -фактор, опір бази та ін. у порівнянні зі звичайними кремнієвими біполярними транзисторами [6,7].

Слід окремо зазначити ще один дуже цікавий квантовий ефект, резонансне тунелювання, який можна використовувати для створення нових типів транзисторів. Діоди з резонансним тунелюванням (RTD), що діють на основі цього ефекту, спрощено являють собою квантову яму, оточену двома потенційними бар'єрами, досить тонкими для того, щоб через них могло здійснюватися тунелювання електронів. Час прольоту електронів через таку гетероструктуру надзвичайно малий, внаслідок чого пристрої на основі RTD

мають виняткову швидкодiю й можуть працювати при частотах порядку 1 ТГц. Поєднуючи RTD з бiполярним або польовим транзистором, можна створити так званi транзистори з резонансним тунелюванням (RTT). У цих транзисторах структура з резонансним тунелюванням iнжектуює гарячi електрони (тобто електрони з високою кiнетичною енергiєю) в активну область транзистора, що дозволяє створювати так званi транзистори на гарячих електронах (HET) [8].

Зниження характерних розмiрiв приладiв у нанометровий дiапазон приводить до помiтного зменшення числа електронiв, що вiдповiдають проходженню електричного сигналу через прилад. Ця тенденцiя неминуче приводить до створення так званих одноелектронних транзисторiв (SET). Характеристики одноелектронних транзисторiв визначаються ефектом кулонiвської блокади, що проявляється в нульрозмiрних напiвпровiдникових структурах, типу квантових точок. Електронний струм через квантову точку в одноелектронному транзисторi, з'єднаному з виводами за допомогою тунельних переходiв, дозволяє контролювати потiк електронiв «поштучно» подачею сигналу на електрод, який у цьому випадку поводить себе подiбно вентилю (затвору) транзистора [9].

*Метою роботи* є розроблення та дослiдження логiчних радiо-iмпульсних пристроiв на основi резонансно-тунельних напiвпровiдникових структур iз вiд'ємним диференцiйним опором.

*Основним завданням* даної роботи є дослiдження можливостi використання тунельно-резонансних дiодiв, як логiчних елементiв напiвпровiдникової електронiки та розроблення радiо-iмпульсних логiчних пристроiв на iх основi.

*Задачами* дослiдження є:

- проведення аналізу використання резонансно-тунельних напiвпровiдникових структур iз вiд'ємним диференцiйним опором;
- розробка радiо-iмпульсних логiчних пристроiв на основi резонансно-тунельних напiвпровiдникових структур iз вiд'ємним диференцiйним опором;

- комп'ютерне схемотехнічне моделювання радіо-імпульсних логічних пристроїв на основі резонансно-тунельних напівпровідникових структур із від'ємним диференційним опором;

- розрахунок електричних параметрів радіо-імпульсних логічних пристроїв на основі резонансно-тунельних напівпровідникових структур із від'ємним диференційним опором;

- проведення розрахунків економічної частини та розділу охорони праці.

*Об'єктом дослідження* даної роботи є фізичні явища та ефекти, що відбуваються в є тунельно-резонансних діодах, як елементів функціональної електроніки, дія яких базується на тунельно-резонансному ефекті.

*Предметом дослідження* є часові та частотні параметри і характеристики сигналів тунельно-резонансних транзисторів, як елементів функціональної електроніки, дія яких базується на тунельно-резонансному ефекті.

*Наукова новизна одержаних результатів* – отримав подальший розвиток застосування тунельно-резонансних транзисторів, як елементів функціональної електроніки, дія яких базується на тунельно-резонансному ефекті.

*Практична новизна одержаних результатів* – полягає в отриманих нових результатах теоретичних і модельних досліджень логічних радіо-імпульсних пристроїв на основі резонансно-тунельних напівпровідникових структур із від'ємним диференційним опором.

*Апробація результатів роботи.* Основні ідеї роботи доповідалися та обговорювалися на XLVIII регіональна науково-технічна конференція професорсько-викладацького складу, співробітників та студентів університету з участю працівників науково-дослідних організацій та інженерно-технічних працівників підприємств м. Вінниці та області (м. Вінниця, 9-10 березня 2019).

*Публікації.* За темою досліджень автором опубліковано 3 статті в збірнику праць міжнародної науково-технічної конференції «Сучасні проблеми радіоелектроніки, телекомунікацій та приладобудування» (Вінниця, ВНТУ, 14-16 листопада 2019 р.) [10].

# 1 НАПІВПРОВІДНИКОВІ КВАНТОВІ НАНОСТРУКТУРИ

## 1.1 Перспективні напрямки розвитку функціональної мікроелектроніки

Виробництво транзисторів для НВІС в традиційному вигляді, тобто зі стоком, витоком і затвором, імовірно можливо лише до 2020-2025 рр. На той час розміри всіх елементів кремнієвого транзистора досягнутий атомарних розмірів і зменшувати їх далі буде просто неможливо.

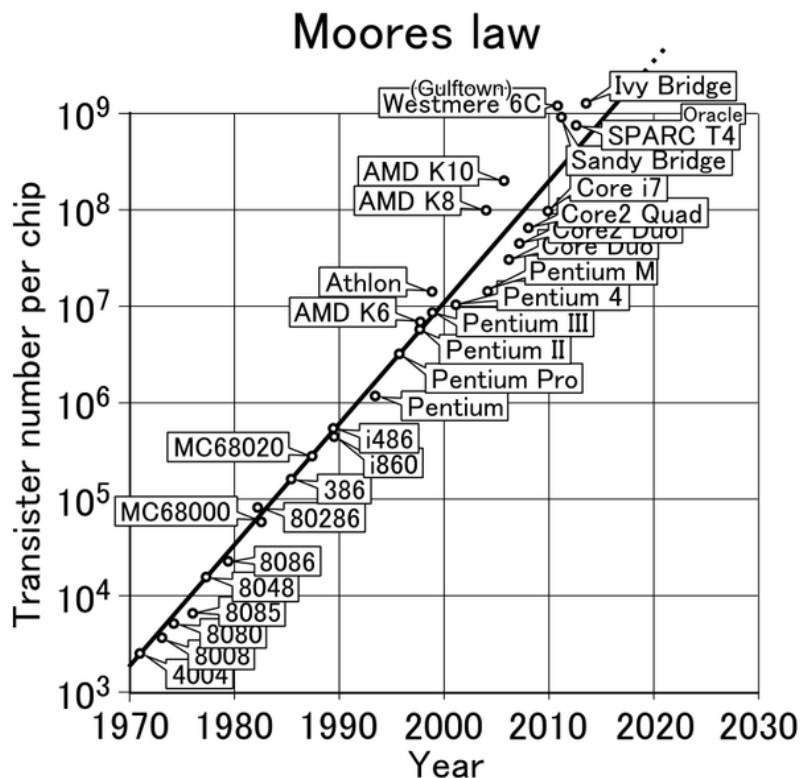
2020 рік - це фактично кордон, коли закон Мура перестане діяти, а кремній втратить свою актуальність як основний матеріал мікроелектроніки (для НВІС).

Закон Мура - емпіричне спостереження, зроблене в 1965 році Гордоном Муром, Intel (через шість років після винаходу інтегральної схеми) - число транзисторів на кристалі буде подвоюватися кожні 24 місяці.

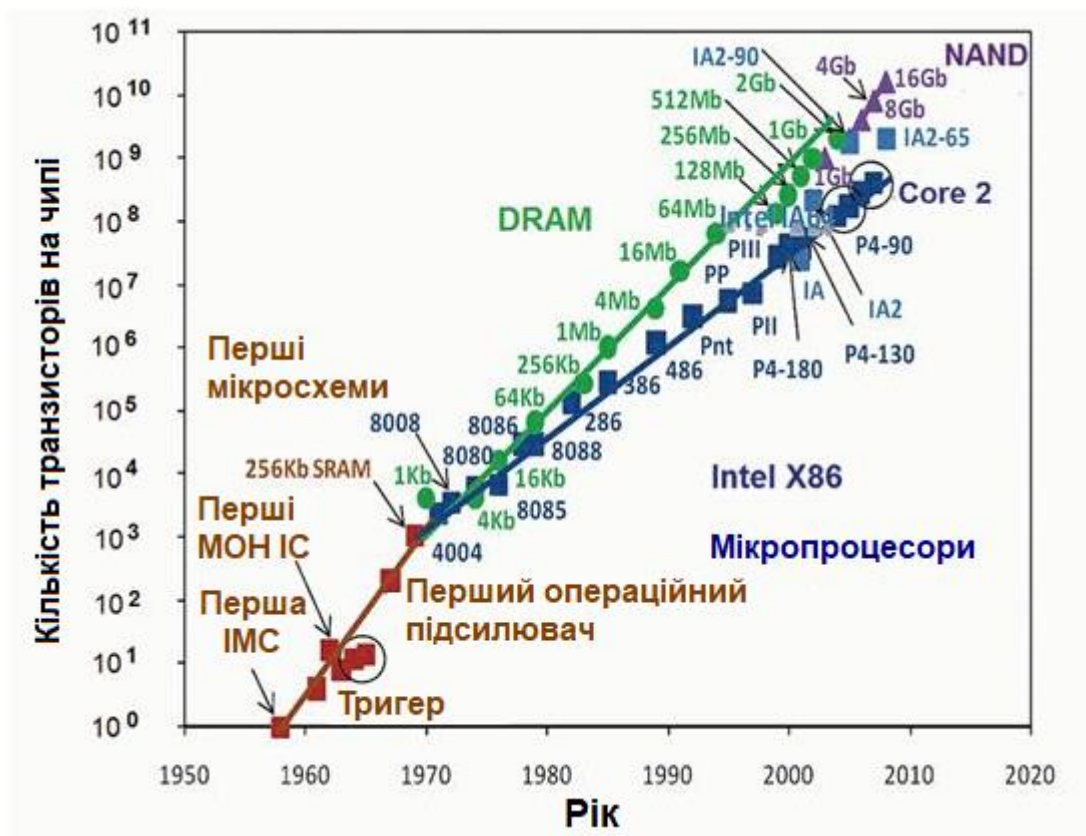
При аналізі графіка зростання продуктивності запам'ятовуючих мікросхем їм була виявлена закономірність (правило, закон): поява нових моделей мікросхем спостерігалася приблизно через однакові періоди часу (18-24 міс.). При цьому кількість транзисторів в них зростала щораз приблизно вдвічі. При збереженні цієї тенденції, потужність обчислювальних пристроїв за відносно короткий проміжок часу буде зростати експоненціально (рис. 1.1) та в Додатку Б (08-36.МКР.016.00.001 ПЛ).

У 2007 році Г. Мур заявив, що закон, очевидно, скоро перестане діяти через атомарну природу речовини і обмеження швидкості світла. На рис. 1.1 вертикальна вісь має логарифмічну шкалу, тобто крива відповідає експоненціальному закону - кількість транзисторів подвоюється приблизно кожні 2 роки.

До недавнього часу постійно зменшувалися розміри елементів транзисторів поки товщина шару оксиду кремнію ( $\text{SiO}_2$ ), що використовується в транзисторі в якості діелектрика, не була доведена практично до мінімуму - 1,2 нм, тобто всього 3-4 атомарних шару.



a)



б)

Рисунок 1.1 – Ілюстрація закону Мура. Залежність числа транзисторів на чипі мікропроцесора від часу: екстраполяція до 2030 року (а) та до 2020 року із зазначенням етапів розвитку ІМС (б)

Від постійного зменшення геометричних розмірів транзисторів (Intel) перейшла також до зміни їх інших параметрів, включаючи конструкцію і матеріал:

- був створений новий матеріал на основі гафнію для подзатворного діелектрика;
- розробляється модель з так званим об'ємним, або тривимірним затвором, що дозволить збільшити робочий струм транзистора і одночасно знизити струми витоку;
- використання для виготовлення транзисторів інших матеріалів замість кремнію.

Наприклад: антимонід індію (InSb) має рухливість електронів в 50 разів вище, ніж в кремнії, що відразу ж дає колосальний вигаш за всіма параметрами пристрою.

- опрацьовується можливість використання нанотрубок і нанониток, які також досліджується в лабораторіях Intel.

Уже зараз і інші провідні фірми шукають принципово нові матеріали і технології для створення транзисторів майбутнього.

У числі перспективних напрямків досліджень розглядаються:

- молекулярний транзистор;
- спіновий транзистор;
- графеновий транзистор;
- квантовий транзистор на основі інтерференції хвиль;
- транзистор на квантових точках;
- транзистори на основі нанотрубок;
- ферроелектричний транзистор тощо.

Поки неможливо уявити, як саме виглядатимуть транзистори через 15-20 років, але досить імовірно: це будуть пристрої з молекулярними розмірами, абсолютно несхожі на існуючі нині CMOS-транзистори.

Створення нових транзисторів, на інших фізичних принципах в даний час знаходиться на стадії створення макетних зразків та лабораторних досліджень.

## 1.2 Структури із квантовим обмеженням за рахунок внутрішнього електричного поля

Обмеження руху електронів (дірок) у низькорозмірній структурі, що приводить (внаслідок їхньої квантово-хвильової природи) до ненульової мінімальної енергії й до дискретності енергії дозволених станів, називають квантовим обмеженням, реалізованим у трьох напрямках.

Донорні й акцепторні домішки в напівпровідниках, так само як і гетеропереходи, утворені різними напівпровідниками, індукують локальний перерозподіл зарядів. Виникле в результаті цього електричне поле використовують для створення потенційних бар'єрів, що обмежують рух електронів у нанорозмірних областях - "електронне" формування наноструктур. Серед структур із квантовим обмеженням, створюваним внутрішнім електричним полем найбільше поширення одержали такі структури:

- 1) квантові колодязі (ями),
- 2) модуляційно-леговані,
- 3) дельта-леговані.

Розглянемо їх по черзі.

### 1.2.1 Квантові ями

Структура, що складається з напівпровідників із різною шириною забороненою зоною  $\Delta E_g$ , у якій нанорозмірна область із матеріалу з меншою  $\Delta E_g$  перебуває між областями з матеріалу з більшою  $\Delta E_g$  поводить себе як квантова яма для рухливих носіїв заряду. Матеріал з меншою  $\Delta E_g$  утворює квантову яму, а сусідні області створюють потенційні бар'єри, які відіграють для цієї ями роль стінок. Розглянемо одиночний гетеропереход між двома напівпровідниками А і В, які мають різну ширину забороненої зони (рис. 1.2) та наведені в Додатку В (08-36.МКР.016.00.001 ПЛ).

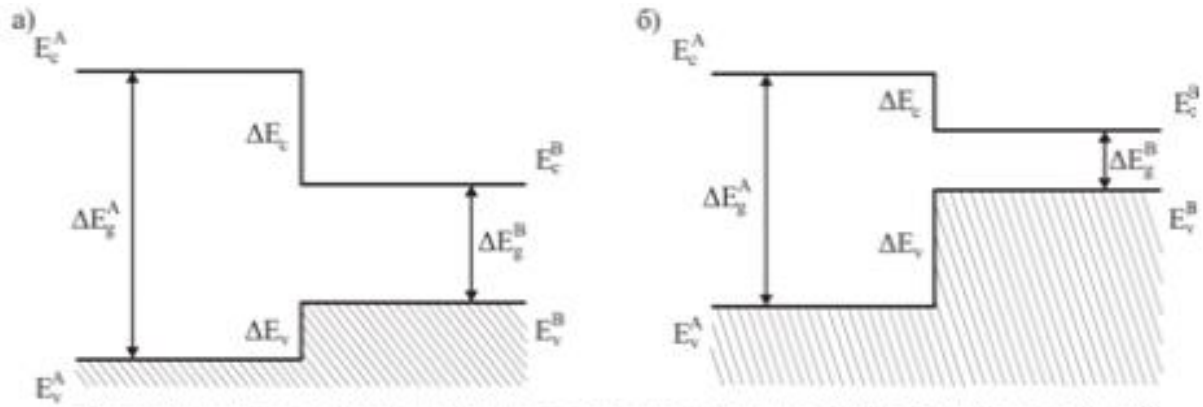


Рисунок 1.2 – Зонна діаграма 1 типу, коли розрив зони провідності  $\Delta E_c$  більше розриву валентної зони  $\Delta E_v$  (а) і навпаки (б)

В обох випадках заборонена зона матеріалу В розташовується усередині А, а рух електронів і дірок з В до А обмежений потенційними бар'єрами, висота яких дорівнює відповідно  $\Delta E_c$  і  $\Delta E_v$  [10].

У таких структурах електрони й дірки локалізуються в одній області простору - у шарі В (у квантових ямах).

Діаграми гетеропереходів 2-го типу представлені на рис. 1.2 (а,б – із забороненими зонами, що перекриваються, і в, г – із забороненими зонами, що не перекриваються) [10].

У першому випадку електрони й дірки локалізуються в різних областях (відповідно в шарі В і А (рис. 1.3, а) або А і В (рис. 1.3, б)). У другому випадку електрони валентної зони одного матеріалу будуть безперешкодно переходити в зону провідності іншого матеріалу (з А-шару до В-шар на рис. 1.3, в. і з В-шару до А-шару на рис. 1.3, г) та наведені в Додатку В (08-36.МКР.016.00.001 ПЛ).

Виникаюче в результаті цього електростатичне поле (дифузійне) спотворить зонну діаграму, а сам гетероперехід буде еквівалентний гетеропереходу метал-напівпровідник.

Квантова яма є одним з найбільш важливих елементів більшості наноелектронних і оптоелектронних приладів.



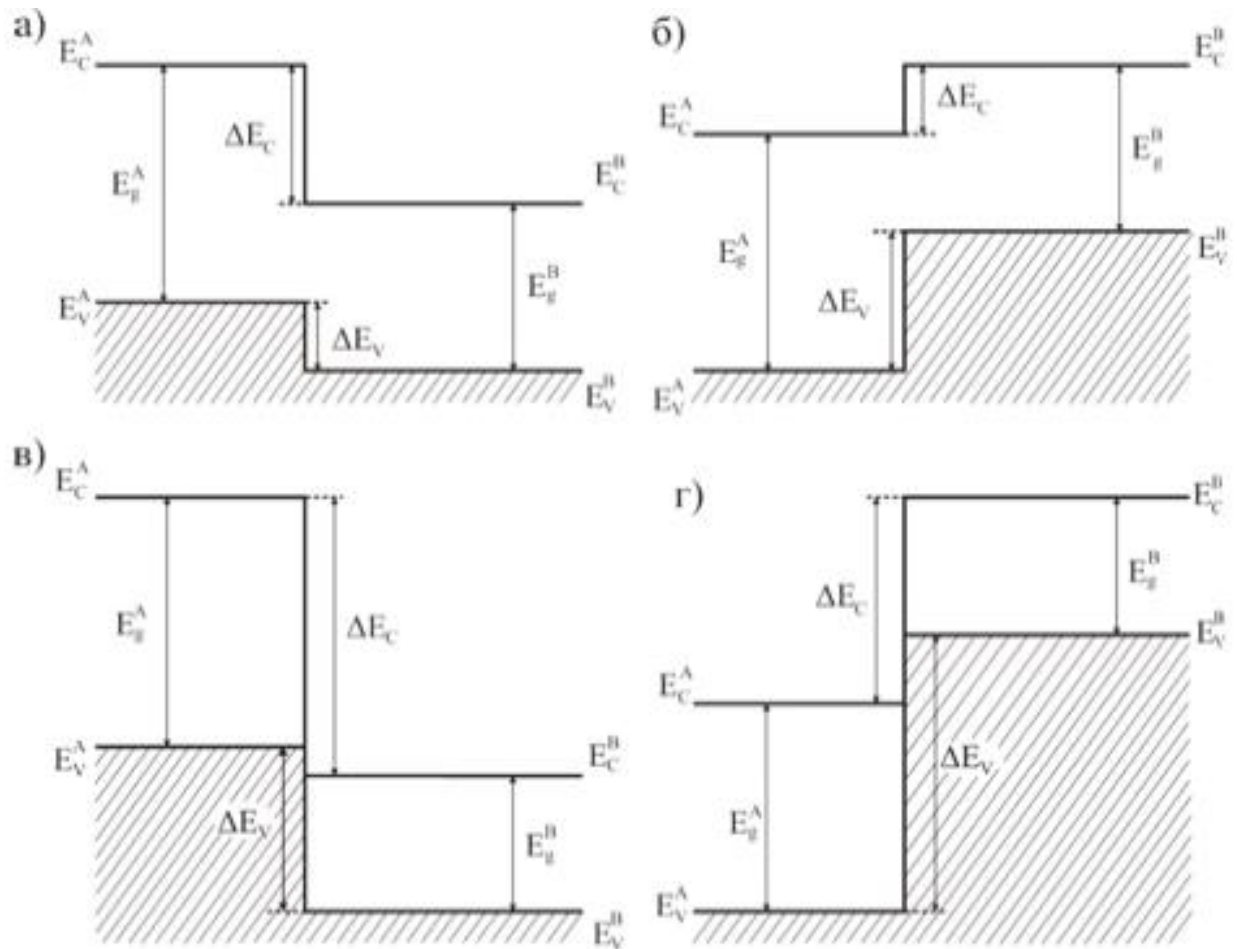


Рисунок 1.3 – Гетеропереходи другого типу: а,б – з перекриваючимися, в,г – з неперекриваючимися забороненими зонами ( $a, б - \Delta E_c > \Delta E_v$ ;  $в, г - \Delta E_c < \Delta E_v$ )

### 1.2.2 Модуляційно-леговані структури

Традиційний шлях створення в напівпровідниках областей з необхідним типом об'ємних носіїв заряду (електронів і дірок) передбачає легування цих областей донорними або акцепторними домішками. Коли електрони або дірки залишають домішкові атоми, вони залишають їх в іонізованому стані. При цьому в міру збільшення концентрації вільних носіїв заряду, які створюються, їхня рухливість знижується через посилення розсіювання носіїв заряду на іонізованих домішках за рахунок кулонівської взаємодії з ними. Тому необхідність досягнення великої концентрації вільних носіїв заряду вступає в протиріччя з можливістю забезпечення їхньої високої рухливості. Тим часом високочастотні напівпровідникові прилади вимагають великих концентрацій носіїв заряду із максимально можливою рухливістю .

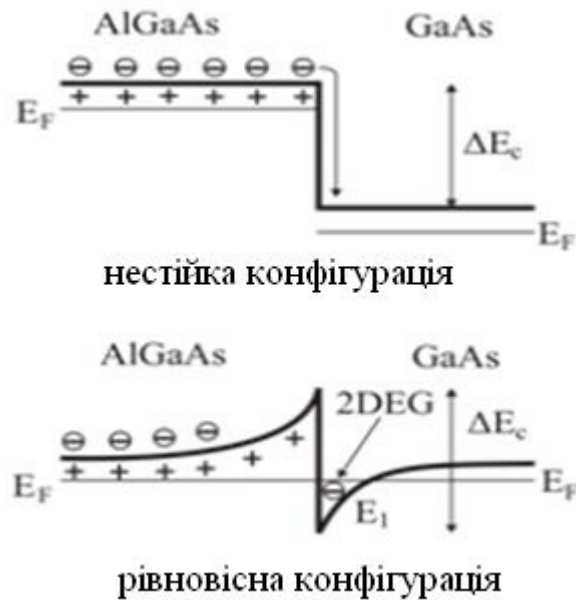


Рисунок 1.4 – Вигляд зони провідності в околі гетеропереходу, утвореного напівпровідником GaAs з малою шириною забороненої зони і напівпровідником AlGaAs з великою шириною забороненої зони

Ця проблема вирішується в модуляційно-легованих структурах, у яких область напівпровідника де генеруються носії заряду, і область де здійснюється їхнє перенесення, просторово розділені. Для цього використовуються гетероструктури, які утворені напівпровідниками з різною шириною забороненої зони [10].

У модульовано-легованій структурі донорна домішка вводиться до напівпровідника з більшою шириною забороненої зони  $\Delta E_g$  [11].

Розглянемо якісну картину виникнення електронної нанорозмірної ями на поверхні поділу AlGaAs-GaAs. Нехай у розглянутому гетеропереході AlGaAs-GaAs ліворуч розташовується арсенід галію, легований алюмінієм, а праворуч - майже бездомішковий матеріал GaAs. Така структура називається гетеропереходом з модульованим легуванням (рис. 2.4). Очевидно, що зони є плоскими, оскільки матеріал у цілому є електрично нейтральним, а легування носить однорідний характер.

Структура зберігає свою електричну нейтральність доти, поки електрони перебувають у своїх донорних атомах. Як тільки електрони залишають донорні

атоми (через теплову активацію при  $T > 0$  К), вони перетинають границю поділу й переходять у сусідню область із більш низькою потенційною енергією.

Там електрони втрачають свою енергію й виявляються захопленими в прикордонній області, тому що не можуть перебороти потенційний бар'єр і повернутися назад. Ці електрони виявляються просторово віддаленими від сильно легованої донорною домішкою області напівпровідника, звідки вони надійшли. Скотившись у потенційну яму, електрони індукують електростатичний потенціал, що (поряд із притяганням позитивно зарядженими іонами домішки) "притискає" їх до границі між матеріалами AlGaAs і GaAs. У результаті на границі гетеропереходу для електронів утвориться квантова яма із трикутним профілем розподілу потенціалу. Ширина квантової ями має порядок декількох нанометрів. У ньому енергетичні рівні для поперечного (уздовж осі  $y$ ) руху електронів виявляються квантованими, як і в прямокутних квантових ямах. Зайняті лише нижні енергетичні рівні. Однак електрони на цих рівнях можуть рухатися у двох інших напрямках ( $x$  і  $z$ ). Кожний такий рівень являє собою дно однієї із двовимірних підзон розмірного квантування. Так у слаболегованому вузькозонному напівпровіднику поблизу границі гетеропереходу утвориться двовимірний електронний газ (2 ДЕГ). Електрони в ньому заповнюють делокалізовані у двох напрямках стани.

Для формування 2 ДЕГ досить одного локалізованого в поперечному напрямку рівня. Модуляційне легування дає дві важливі переваги:

1) електрони виявляються віддаленими від донорних домішок, що послаблює їхнє розсіювання іонізованими домішками;

2) поблизу границі гетеропереходу утвориться двовимірний електронний газ. У зовнішнім електричному полі електрони в таких структурах рухаються дуже швидко через малість  $m^*$  в GaAs і відсутності розсіювання на домішках усередині квантових ям.

### 1.2.3 Дельта - леговані структури

Напівпровідникову структуру з істотно нерівномірним профілем

розподілу домішки, що характеризується локалізацією домішкових атомів у дуже тонкому внутрішньому шарі (в ідеалі – у межах одного моношару), називають дельта-легованою ( $\delta$ -легованою) структурою. Енергетична діаграма подана на рис. 1.5. Носії заряду в сильно легованій області зв'язані кулонівською взаємодією з домішковими атомами, які їх породжують, тому вони не йдуть далеко від області локалізації домішок. Електричне поле іонізованих домішкових атомів екранується полем вільних носіїв заряду. Для рухливих носіїв утвориться  $V$  - подібна квантова яма із просторовим розподілом потенціалу (рис. 1.5).



Рисунок 1.5 – Енергетичні зони в дельта-легованій напівпровідниковій структурі

Енергетичні стани в ямі квантуються відповідно до ефекту квантового обмеження, що приводить до утворення двовимірних підзон, які заповнюються електронами аж до високих концентрацій.

Одним із прикладів  $\delta$ -легованих структур є структура, яка містить моноатомний шар кремнію, нанесений на монокристал GaAs і потім покритий епітаксіальним шаром GaAs. Донорні атоми Si, хоча й перерозподіляються внаслідок дифузії, залишаються в околі вихідного моноатомного шару. Область квантового обмеження для електронів становить  $\sim 10$  нм. Концентрація електронів у двовимірному ЕГ досягає високих значень ( $\sim 10^{14} \text{см}^{-2}$ ), але ціною зменшення рухливості.

Структури, що складаються з періодично розташованих  $\delta$ -легованих шарів з n-типом і р-типом провідності в металі із власною провідністю (і)

відомі як n-i-p-i структури. Коли концентрація донорів в n-шарі дорівнює концентрації акцепторів у р-шарі, вільні носії заряду не мають можливості рухатися в рівноважних умовах. Нерівновагі ж носії заряду, генеровані, наприклад, світлом, виявляються розділеними внутрішнім електричним полем. Їхній заряд змінює енергетичну зонну діаграму точно так само, як це відбувається у випадку рівноважних носіїв заряду. Такий же ефект досягається за рахунок додавання зовнішнього зсуву до n- і р-областям. Все це дає можливість ефективно управляти енергетичною діаграмою структури, що важливо для певних приладових застосувань.

#### 1.2.4 Балістичний транспорт носіїв заряду

Особливості транспорту носіїв заряду у ТТ визначаються процесами їхнього розсіювання при русі з однієї області в іншу. Електрон, зіштовхуючись із іншим електроном або розсіюючись на коливаннях решітки, дефектах, границі поділу змінює свій стан. Середня відстань, що електрон проходить між двома послідовними актами розсіювання, називають середньою довжиною вільного пробігу  $LL$ .

У макроскопічних розрахунках середня довжина вільного пробігу електронів  $LL$  набагато менше розміру цих систем  $L$  і транспорт здійснюється по дифузійному механізму. У наноструктурах умови для транспорту носіїв заряду істотно відрізняються. У них  $LL > L$  і перенос носіїв заряду відбувається без розсіювання. Такий перенос називають балістичним транспортом. У напівпровідниках  $LL > L$  і електрон пролітає від одного контакту до іншого практично без зіткнення з атомами кристалічних решіток. У металах  $LL$  не перевищує 10 нм ( $LL_m > L$ ) і перенос у них здійснюється по дифузійному механізму.

### 1.3 Структури із квантовим обмеженням за рахунок зовнішнього електричного поля

Електричний зсув напівпровідникових структур зовнішньою напругою, прикладеною через металевий затвор, широко використовується для керування потенційними бар'єрами на границях метал-напівпровідник і напівпровідник-діелектрик. Полярність на затворі дозволяє формувати в напівпровідниковій області, збагачені або збіднені носії заряду поблизу цих границь. Розмір таких областей істотно залежить від величини прикладеної напруги до затвору. Електрони або дірки можуть зазнавати в них квантове обмеження. Ці структури є електростатично індукованими нанорозмірними структурами.

#### 1.3.1 Структури метал-окисел-напівпровідник польових МОН транзисторів (MOS FET)

У сучасній технології взагалі (і в мікроелектроніці зокрема) величезне значення мають польові МОН транзистори (MOSFET). Транзистори цього типу утворені МОН структурою й двома  $p-n^+$  переходами, у яких напівпровідник  $n$ -типу сильно легований (рис. 1.5,а) і діє як джерело та як стік у польовому транзисторі. Затвором (керуючим електроном) такого транзистора виступає МОН-структура. Як напівпровідник звичайно використовується кремній  $p$ -типу, на якому термічним окислюванням вирощується тонкий шар підзатворного окислу.

На рис. 1.5,б показана енергетична діаграма МОН-структури на кремнії  $p$ -типу при досить сильному прямому (позитивному) зсуві.

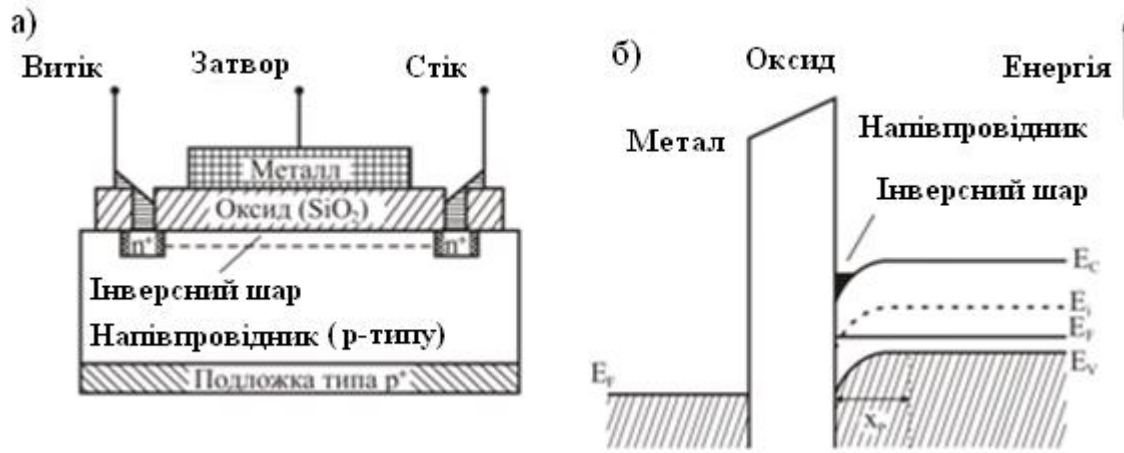


Рисунок 1.6 – Будова МОН транзистору: а) структура МОН транзистору; б) зонна діаграма МОН структури при досить сильному додатному зміщенні на вентилі

Принцип дії приладу полягає в наступному. Коли до затвора прикладається позитивний потенціал, електрони з  $n+$  області й електрони з обсягу  $p$ -кремнію притягаються й накопичуються в області границі  $\text{Si} - \text{SiO}_2$ . Такі електрони розташовуються в потенційної нанорозмірній ямі (майже трикутної форми) і утворюють так званий інверсний шар або канал. Така форма ями пояснюється наявністю просторового заряду іонізованих акцепторів у  $p$ -кремнії, що відповідають дірки, що "виштовхуються" електричним полем позитивно зарядженого затвора. У такій системі електрони в каналі здатні створювати струм при прикладанні потенціалу між джерелом і стоком, причому величина струму може модулюватися потенціалом затвора, оскільки кількість електронів в інверсному шарі залежить від напруженості електричного поля, прикладеного до оксиду. Саме внаслідок того, що поведінка таких приладів управляється електричним полем, вони одержали назву транзисторів з польовим ефектом або просто польових транзисторів.

### 1.3.2 Структури з розщепленим затвором

Електростатичний підхід використовують також для того, щоб "вирізати" квантові проволоки й точки із двовимірного електронного газу, який

утвориться, наприклад, при модуляційному й дельта - легуванні. Для цього використовують структури з розщепленим затвором (рис. 1.7). Металеві електроди затвора наносять на поверхню напівпровідника зі схованим шаром двовимірного електронного газу. При подачі на них зовнішнього від'ємного зсуву область напівпровідника, що знаходиться під ними, збіднюється електронами. Вільні електрони залишаються тільки у вузькій області, не підданій впливу електричного поля під затвором.

Збільшення зворотного зсуву на затворі приводить до розширення збідненої електронами області в околі розщеплених електродів, що дає можливість управляти геометрією індукованої низько-розмірної структури. Конструюючи розщеплені електроди відповідним чином, можна сформувати одномірні (смушковими електродами) або нуль-мірні (кільцевими електродами) структури. Найбільше ефективно це виходить у модуляційно-легованих зразках. Це пов'язано з тим, що для збіднення областей, які мають високу шарову концентрацію електронів ( $\sim 10^{13} \text{ см}^{-2}$ ), необхідно прикладати напруги які більші напруги пробною бар'єру Шотткі на границі метал-напівпровідник.

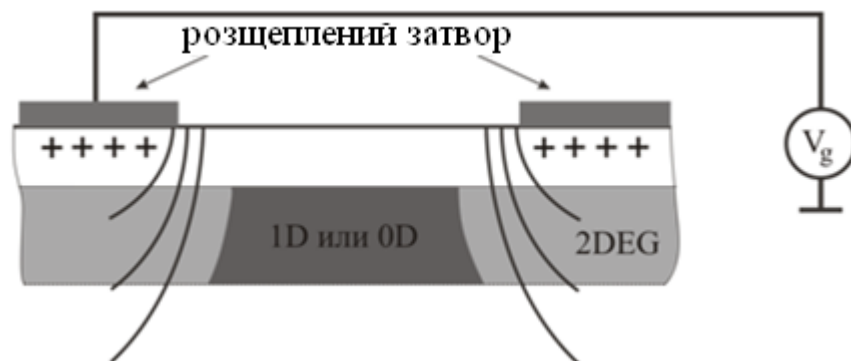


Рисунок 1.7 – Структура з розщепленим затвором, яка забезпечує формування одномірних і нуль-мірних елементів у прихованому шарі двовимірного електронного газу

## 1.4 Квантові ями

### 1.4.1 Модульовано-леговані квантові ями

Дуже часто, особливо в структурах із множинними квантовими ямами,



бажано було б мати справу із приблизно симетричними й прямокутними ямами, а не із трикутними ямами як у модульовано-легованих і дельта-легованих гетеропереходах. Приклад реалізації такої структури представлений на рис. 1.8 а, де показана симетрична квантова яма, утворена двома прилеглими один до одного (але протилежно спрямованими) гетеропереходами на основі розглянутої вище системи AlGaAs - GaAs. Напівпровідники із широкою забороненою зоною ( $\text{Al}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}$ ) у цій структурі розташовуються на краях, а GaAs - у центральній частині. Припустимо, що відстань між двома поверхнями поділу стає досить малою. У такій ситуації утвориться практично прямокутна квантова яма (рис. 1.8. б) для дірок і для електронів, з однаковою висотою бар'єра на обох сторонах  $\Delta E_C$  і  $\Delta E_V$ .

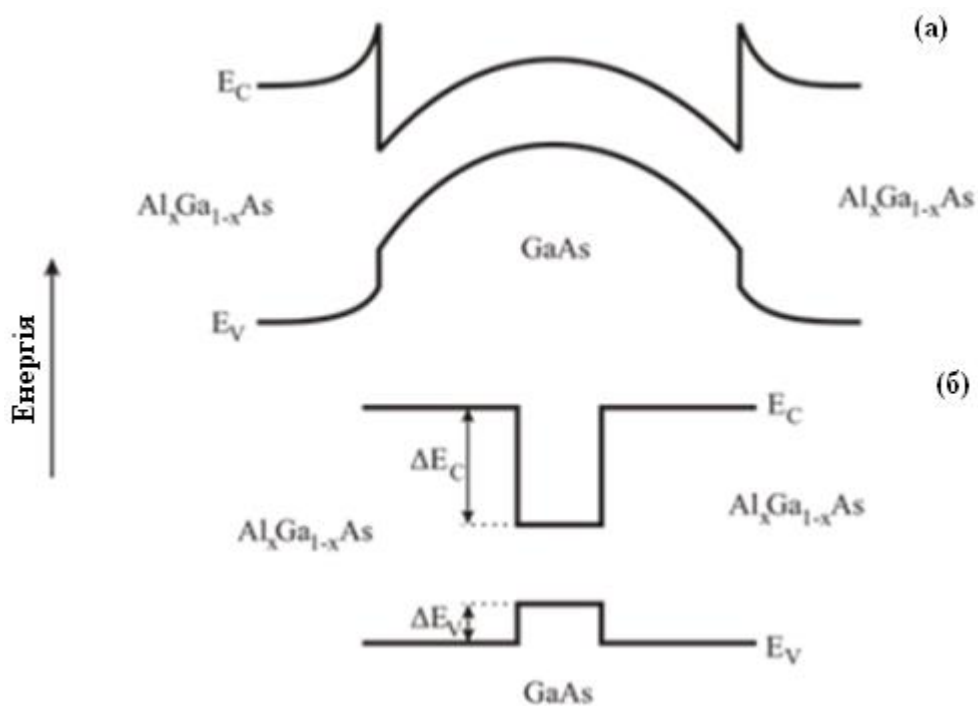


Рисунок 1.8 – Схематична зонна діаграма для квантової ями в модульовано-легованому матеріалі AlGaAs – GaAs - AlGaAs: (а) широка яма; (б) вузька яма

Особливо слід зазначити, що в такій ямі відсутній іонізовані донори, які розташовуються усередині бар'єрів AlGaAs, внаслідок чого електрони усередині ями (що виникають у прилягаючому донорному матеріалі AlGaAs) можуть рухатися в ямі GaAs або каналу з дуже високою рухливістю. Як і у випадку модульовано-легованих гетеропереходів, ця обставина може бути

використана для виготовлення високоякісних польових МОН - транзисторів при створенні відповідних контактів стоку й витoku.

Структури із квантових ям з високою або низькою рухливістю електронів можуть бути створені введенням у матеріали регульованих кількостей домішок. Наприклад, на основі подвійних квантових ям (з високою й низькою рухливістю електронів) можуть бути створені транзистори з модуляцією швидкості, у яких перемикання з одного стану в інший керується електричним полем, прикладеним поперечно до шарів напівпровідникових матеріалів, у результаті чого відбувається перерозподіл потоку носіїв заряду, а отже, і струму між ямами. Такі транзистори з модуляцією швидкості можуть працювати при дуже високих частотах.

#### 1.4.2 Множинні квантові ями

Сигнали, що надходять від окремої квантової ями, звичайно настільки слабкі, що їх важко використовувати для створення будь-яких твердотілих приладів, тому звичайно в реальних оптоелектронних приладах (наприклад, у фотодетекторах) застосовуються структури, сформовані із цілих наборів або масивів окремих квантових ям, які одержали загальну назву множинних квантових ям (MQW).

Звичайно говорять про два різні типи таких структур (рис. 1.9). Якщо ями, що відповідають електронам і діркам, мають однакову просторову локалізацію тобто розташовуються в одній і тій самій області, як показано на рис. 1.9 а, то відповідні структури називають MQW типу I. У тому випадку, коли ці ями розташовуються по черзі (рис. 1.9, б), структури MQW відносять до типу II.

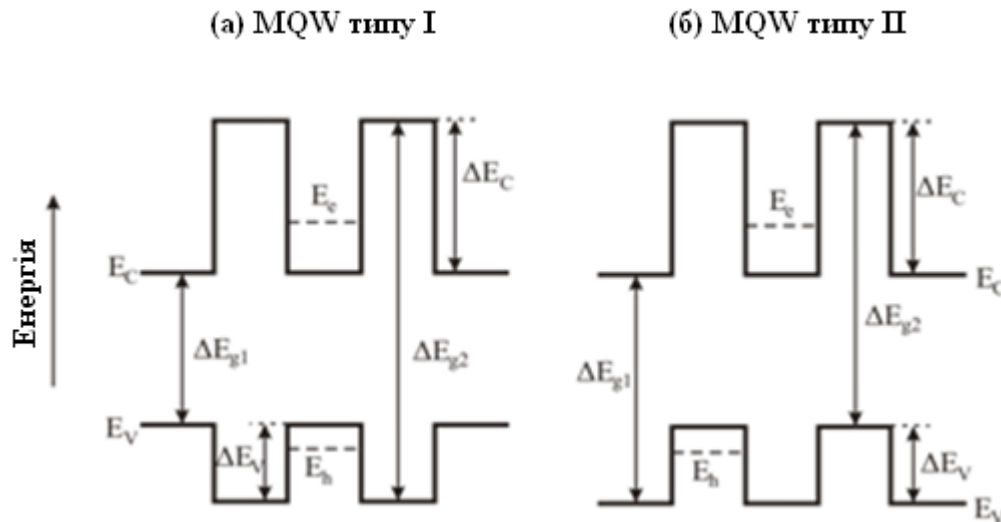


Рисунок 1.9 – Множинні квантові ями (MQW) типу I (а) і типу II (б)

У більшості випадків передбачається, що в MQW-структурах сусідні квантові ями не взаємодіють, оскільки бар'єри, що їх розділяють) є досить протяжними ( $\sim 10$  нм). Однак іноді, коли стінки бар'єрів стають досить тонкими, квантові ями виявляються зв'язаними одна з другою процесами тунельних переходів електронів з однієї в іншу. Можна показати, що при тунельному ефекті дискретні рівні енергії квантових ям перетворюються в енергетичні зони. Такі MQW-структури (їх прийнято називати надрешітками) являють дуже великий практичний інтерес, тому що їхні енергетичні спектри демонструють дуже багато цікавих особливостей.

В оптоелектроніці виготовляють і застосовують MQW-Структури, що містять 50 окремих квантових ям. Період такої структури (ширина ями+товщина бар'єру) становить близько 20 нм, у результаті чого повний розмір структури  $\sim 1$  мкм. Це значення звичайно й вважають межею товщини, оскільки будь-яке випромінювання буде поглинатися й не зможе досягати внутрішніх квантових ям.

## 2 ФУНКЦІОНАЛЬНІ НАНОЕЛЕКТРОННІ ПРИСТРОЇ НА ОСНОВІ РЕЗОНАНСНО-ТУНЕЛЬНОГО ЕФЕКТУ

### 2.1 Модуляційно-леговані польові транзистори (MODFET)

Як було показано вище, наявність потенціальної ями дуже малих розмірів, сформованої в гетеропереходах структури AlGaAs - GaAs, може приводити до квантування рівнів енергії, що відповідають руху електронів у напрямку, перпендикулярному поверхні поділу, хоча рух електронів у площині, паралельній поверхні поділу, практично не відрізняється від руху вільних частинок. При цьому відзначалося, що рухливість електронів у цій площині може бути винятково високою, оскільки виникаючі в шарі AlGaAs електрони надходять у нелегований шар GaAs, де відсутнє розсіювання на домішкових атомах і вони можуть рухатися паралельно поверхні поділу зовсім вільно під впливом електричного поля. На цьому принципі створюються польові транзистори з високою рухливістю носіїв (HEMT), які іноді називають польовими транзисторами з модульованим легуванням (MODFET), тому що в них використовуються модульовано-леговані гетеропереходи, а їхня дія заснована на можливості регулювання руху електронів уздовж каналу впливом електричного поля. Модульовано-леговані польові транзистори (MODFET) або польові транзистори з високою рухливістю носіїв (HEMT) знайшли багато корисних застосувань у техніці НВЧ.

Польові транзистори на гетероструктурах мають шарувату структуру, що дозволяє створювати двовимірний електронний газ із високою рухливістю. На рис. 2.1,а схематично представлено перетин типового модульовано-легованого польового транзистора (MODFET), що включає в себе всі звичні електроди транзистора (стік, витік і затвор). Енергетична діаграма (структура зони провідності в напрямку, перпендикулярному структурі) наведена на рис. 2.1,б.

Найбільш характерною особливістю транзисторів цього типу виступає квантова яма для електронів, яка утвориться між n-легованим шаром напівпровідника AlGaAs і шаром звичайного, нелегованого GaAs. Як раніше

зазначено, квантова потенційна яма в гетероструктурах AlGaAs -GaAs формується на поверхні поділу через те, що ширина забороненої зони AlGaAs значно перевищує ширину зони в GaAs. Звичайно ширина такої квантової ями (приблизно трикутної форми) становить близько 8 нм, тобто є настільки тонкою, що електронний газ дійсно може утворювати двовимірну систему.

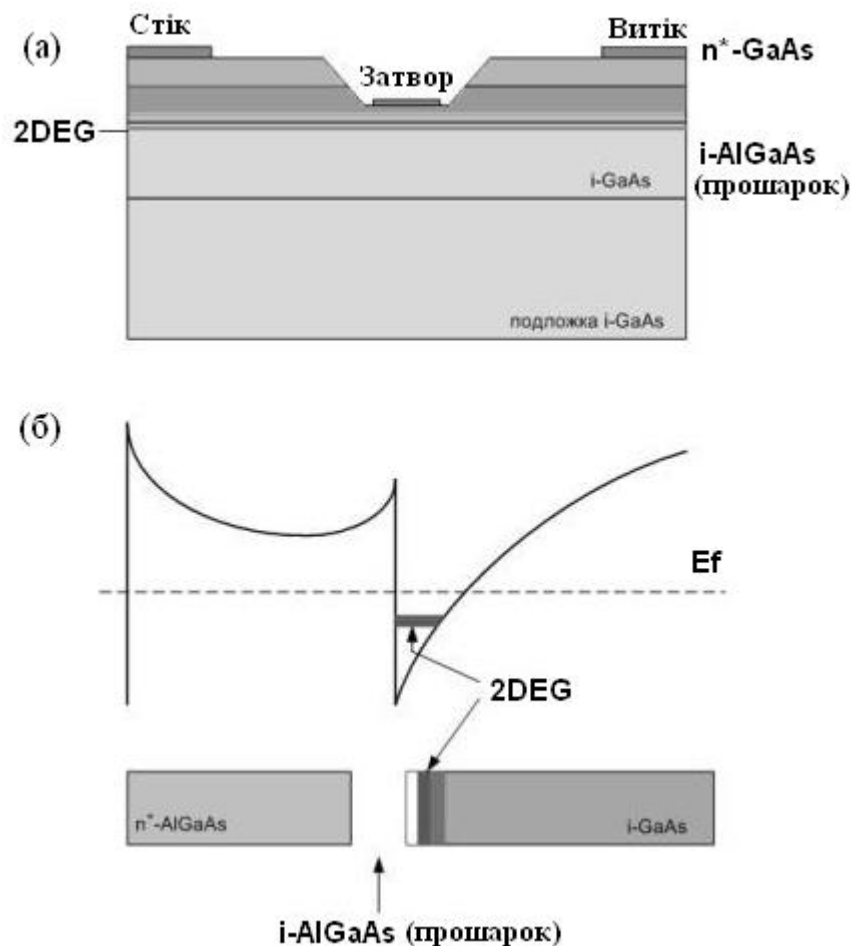


Рисунок 2.1 - Схема перерізу типового модульовано-легованого польового транзистору (MODFET або HEMT) (а); схематична будова зони провідності в напрямку, перпендикулярному структурі (б)

На рис. 2.1,б показаний тільки один енергетичний рівень. Прошарок з нелегованого AlGaAs вводиться в структуру для того, щоб ще більше віддалити провідний канал від шару AlGaAs n-типу (де генеруються носії) і тим самим підвищити рухливість електронів внаслідок ослаблення взаємодії з іонізованими донорами. Типова ширина такого прошарку становить біля 50 Å.

Легко помітити, що показана на рис. 2.1 структура MODFET або HEMT

дуже схожа на польові МОН транзистори, у яких потенційна яма для електронного каналу також розташовується на поверхні поділу структури Si-SiO<sub>2</sub>. Звичайний режим роботи польових транзисторів з високою рухливістю носіїв (НЕМТ) схожий на режим польових МОН транзисторів, у яких потік електронів рухається від витоку до стоку під впливом прикладеної напруги. Такий струм може модулюватися сигналом напруги, яка подається на затвор. Аналітичний вираз для залежності струму насичення  $I_{dsat}$  від напруги на затворі  $V_g$  має вигляд

$$I_{dsat} \sim (V_g - V_T)^2, \quad (2.11)$$

де величина  $V_T$  - величина граничної напруги. Тому вольт-амперні характеристики модульовано-легованих польових транзисторів дуже схожі на характеристики польових МОН транзисторів. Швидкість перемикання й високочастотні характеристики таких транзисторів можуть бути підвищені за рахунок зменшення часу прольоту електронів  $t_f$ , для чого конструктивно прагнуть максимально скоротити довжину затвору  $L$  (яка звичайно становить близько 100 нм), одночасно намагаючись збільшити ширину затвора, оскільки це дозволяє підвищити величину сигналу й так звану крутизну транзистора. Для виготовлення польових транзисторів з бар'єром Шотткі для досягнення високою крутості необхідно використовувати високолеговані матеріали (з рівнем легування порядку  $10^{18}$ - $10^{19}$  см<sup>-3</sup>), що обмежує дрейфову швидкість електронів через розсіювання на великій кількості домішкових атомів [6]. Таким чином, використання модульовано-легованих польових транзисторів надає конструкторам приладів додаткові переваги, оскільки в таких структурах транспорт носіїв здійснюється в нелегованому шарі (GaAs).

У теперішній час модульовано-леговані польові транзистори домінують на ринку малошумячих приладів, тому що вони здатні працювати в дуже широкому діапазоні частот: від низьких частот до мікрохвильових близько 100 ГГц. У новітніх гетероструктурах систем AlGaAs-InGaAs-GaAs не тільки квантова локалізація електронів у ямах більш ефективна, ніж у гетеропереходах

на основі AlGaAs-GaAs, але й електрони рухаються в шарі InGaAs з більше високою дрейфовою швидкістю насичення, ніж в GaAs. Крутість такого транзистора досягає значень 100 мС/мм, частота відсікання становить близько 100 ГГц, а рівень шумів становить лише 2 дБ.

Такі високі характеристики досягаються за рахунок зменшення відстані затвор - канал (через більш різкі бар'єри) і зниження паразитних ємностей системи. По всіх цих причинах модульовано-леговані польові транзистори перевершують інші прилади при підсиленні сигналів у мікрохвильовому діапазоні, аж до частот 300 ГГц, тобто приблизно в шість разів перевищують по швидкодії кращі із транзисторів, виготовлених на основі МОН технологій. Модульовано-леговані польові транзистори можуть також виготовлятися на основі структур SiGe, однак такі пристрої не випускаються промислово через відносно високі значення струмів витоку.

## 2.2 Біполярні транзистори на гетеропереходах

Основною метою конструкторів гетероперехідних біполярних транзисторів є забезпечення максимального значення коефіцієнта підсилення  $\beta$  на як можливо більш високих робочих частотах. Максимальна робоча частота залежить від багатьох факторів, у число яких входять геометричні розміри й ступінь легування областей емітера, бази й колектора.

Для підвищення значень  $\beta$  необхідно, щоб значення двох важливих параметрів системи (а саме коефіцієнт підсилення по струму  $\alpha$  і коефіцієнт інжекції емітера  $\gamma$ ) були максимально близькі до одиниці (згадані параметри є стандартними при описі біполярних транзисторів). Із цих вимог відразу випливає, що ступінь легування емітера повинна бути набагато вище, ніж бази. При цьому, однак, варто враховувати, що дуже високий ступінь легування напівпровідника зменшує в ньому ширину забороненої зони, наприклад, при ступені легування  $10^{20}$  см<sup>-3</sup> ширина забороненої зони зменшується на 14%, що приводить до зменшення коефіцієнта інжекції носіїв з області емітера в область бази. Тому майже відразу після винаходу біполярних транзисторів з

однорідними переходами Шоклі запропонував виготовляти емітер транзистора на основі напівпровідників з більш широкою забороненою зоною, що повинне було зменшити число носіїв, інжектованих з базової області в область емітера, і тим самим підвищити загальний коефіцієнт інжекції емітера.

На рис. 2.2,а показана різниця, що виникає в зонній структурі n-p-n транзисторів з гетеро- і гомо- переходами.

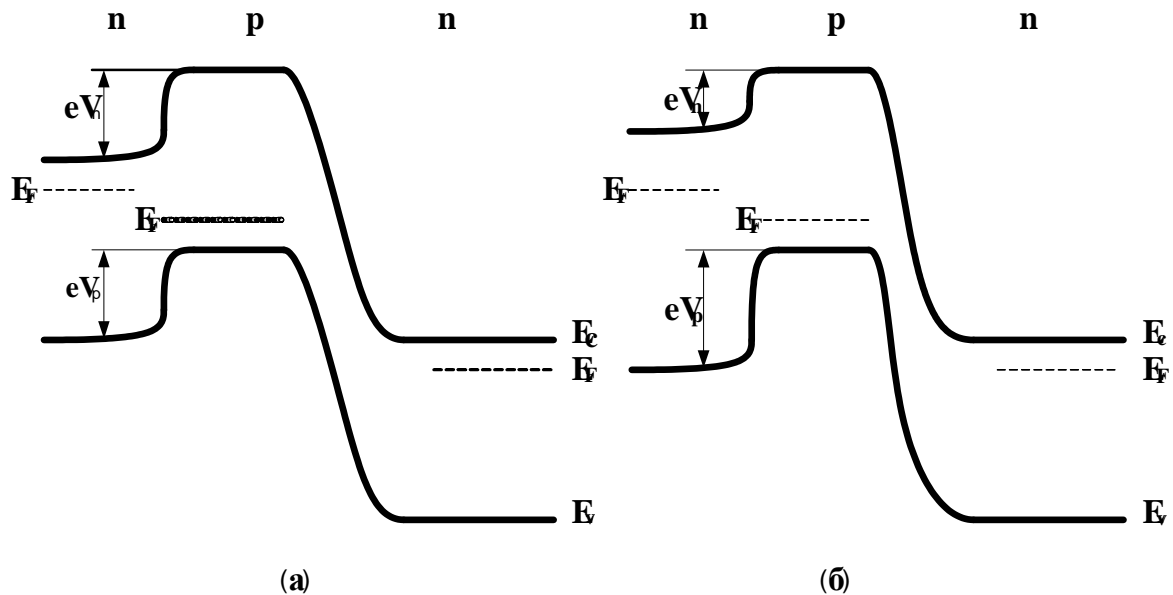


Рисунок 2.2 – Зонна структура при поляризації в активній зоні (а) транзистора на гомопереході та (б) гетероперехідного біполярного транзистора (НВТ)

Слід особливо зазначити, що в останньому випадку (рис. 2.2, б) ширина забороненої зони емітера перевищує ширину зони бази, внаслідок чого бар'єр для інжекції електронів з емітера в базу ( $eV_n$ ) виявляється нижче відповідного значення для дірок ( $eV_p$ ), що й проявляється в значному підвищенні коефіцієнта  $\beta$ . Навіть невелика зміна висоти бар'єра може дуже сильно впливати на процес інжекції, що описується квазіекспоненціальною залежністю від висоти бар'єра.

Дійсно, коефіцієнт  $\beta$  пропорційний відношенню концентрації легуючої домішки в емітері й базі, а також складовій  $\exp(\Delta E_g/kT)$ , де  $\Delta E_g$  - різниця між більшою шириною забороненої зони в емітері й меншої - у бази. При кімнатних температурах (коли  $kT \sim 0,026$  eV) невелика різниця в значеннях  $\Delta E_g$  дозволяє значно змінити величину коефіцієнта  $\beta$ .



Сказане дозволяє вважати, що гетероперехідні біполярні транзистори надають багаті можливості для створення транзисторів з високим ступенем легування бази, малим опором бази й малим часом прольоту електронів через базову область.

Крім того, можна навіть зменшувати ступінь легування бази, внаслідок чого повинна зменшуватися паразитна ємність, пов'язана з переходом емітер-база. Одночасне зменшення опору бази і ємності переходу емітер-база дуже важливо для підвищення високочастотних робочих характеристик приладів на основі описуваних гетероперехідних біполярних транзисторів.

Іншою важливою особливістю гетеропереходів є можливість створення гетероперехідних біполярних транзисторів з базою змінного складу, в яких ширина забороненої зони поступово зменшується від емітера до колектору (рис. 2.3, а).

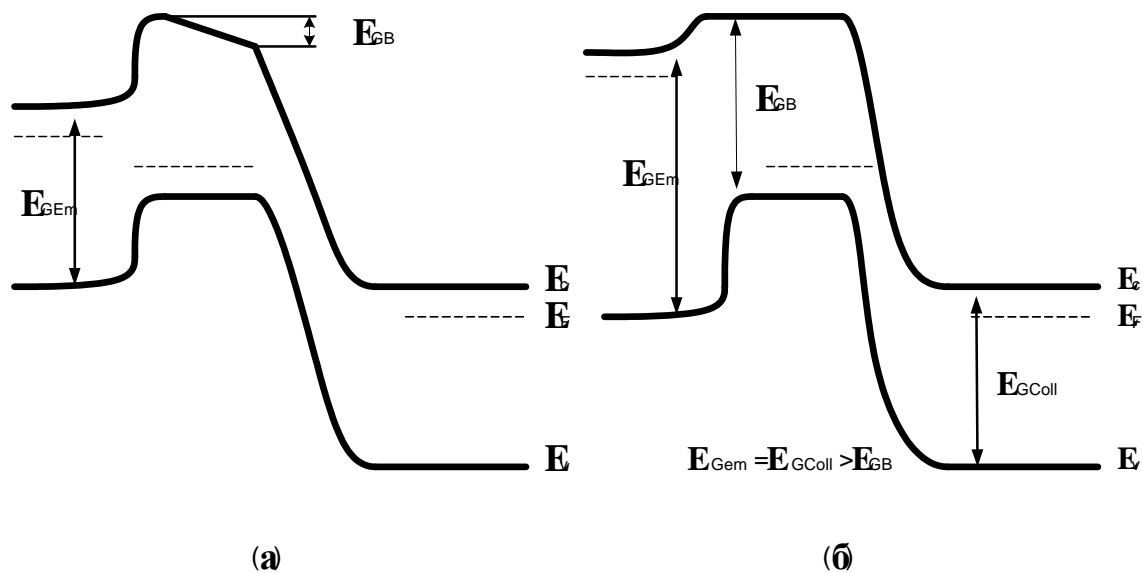


Рисунок 2.3 – Гетероперехідний біполярний транзистор (НВТ) з базою змінної ширини забороненої зони (а); подвійний гетероперехідний біполярний транзистор (ДНВТ) з широкою забороненою зоною напівпровідника в області емітера та колектора (б)

У такій системі створюється внутрішнє електричне поле, що дозволяє прискорювати електрони при проходженні базової області й тим самим додатково підвищувати швидкодію транзисторів. У граничному випадку, коли

область колектора такого транзистора також виготовлена з напівпровідника із широкою забороненою зоною (як показано на рис. 2.10, б), пробивна напруга на переході база-колектор може бути значно збільшена. Крім того, такі структури (називані подвійними гетероперехідними біполярними транзисторами, ДНВТ) дозволяють міняти місцями емітер і колектор, що значно розширює можливості конструювання різних інтегральних схем.

Гетероперехідні біполярні транзистори (НВТ) звичайно створюються на основі напівпровідникових з'єднань  $A_{III}B_V$ , що обумовлено гарними характеристиками гетеропереходів у структурах AlGaAs-GaAs і високою рухливістю електронів. Типові НВТ звичайно мають довжину бази близько 50 нм і є високолегованими (порядку  $10^{19} \text{ см}^{-3}$ ). Такі транзистори звичайно мають робочу частоту близько 100 ГГц, що значно вище відповідних параметрів для кремнієвих біполярних транзисторів. Подальше підвищення високочастотних характеристик пов'язане з використанням гетеропереходів у системах InGaAs-InAlAs і InGaAs-InP, що дозволяє одержувати робочі частоти до 200 ГГц. Дуже важливою особливістю НВТ на основі напівпровідників класу  $A_{III}B_V$  є те, що вони легко інтегруються в одну схему, що включає як електронні, так і оптоелектронні прилади. На цій основі вже почалося виробництво так званих оптоелектронних інтегральних схем (ОЕІС), які включають у себе напівпровідникові лазери, що представлялося неможливим у рамках звичних, кремнієвих технологій.

Деякі дослідницькі проекти націлені на створення гетероперехідних біполярних транзисторів на основі кремнієвої технології, що дозволить використовувати в них кремнієві напівпровідникові з'єднання із широкою забороненою зоною. Одним з таких з'єднань є карбід кремнію SiC (для якого ширина забороненої зони змінюється від 2,3 eV для кубічної модифікації до більш ніж 3 eV для гексагональних модифікацій), а іншою, досить цікавою для розробників речовиною виступає аморфний гідрогенизований кремній (ширина зони - 1,6 eV). Технічна проблема при використанні цих матеріалів пов'язана з високим опором емітера, зумовленим або властивостями самих матеріалів, або металевими контактами. Очевидно, найбільш перспективними кремнієвими

матеріалами для одержання НВТ є сплави на основі SiGe, у яких гетеропереходи можуть бути сформовані внаслідок того, що ширина забороненою зоною в кремнії дорівнює 1,12 еВ, а в германії - 0,66 еВ. Прилади з гетероструктурами Si - SiGe були створені лише в 1998 р. (тобто значно пізніше приладів на GaAs та інших з'єднаннях класу  $A_{III}B_V$ ), що легко пояснюється недостатнім розвитком методів епітаксiального росту SiGe. Для виготовлення НВТ на основі Si або SiGe необхідно, щоб у створюваній структурі відразу після кремнієвої області емітера розташовувалася область бази SiGe, у якій ширина забороненої зони набагато менша, ніж в Si, оскільки саме така різниця в ширині забороненої зони дозволяє створювати в області бази відносно високу концентрацію легуючих домішок, що й забезпечує високу робочу частоту структури, порівнянну із частотою приладів на основі з'єднань  $A_{III}B_V$ .

Частота відсікання промислово виготовлюваних гетероперехідних біполярних транзисторів у наш час перевищує 100 ГГц, а в дослідних зразках - навіть 400 ГГц. Такі високі значення частоти відсікання частково пов'язані з використанням структур зі стискаючими механічними напруженнями, що дозволяє змінювати енергетичну структуру в напружених шарах, у результаті чого відбувається зменшення ефективної маси носіїв. Підвищення рухливості носіїв при цьому може досягати 60%.

Кінцевим результатом описаних прийомів стало створення базових областей із плавною зміною складу у з'єднаннях типу  $Ge_xSi_{1-x}$ . Нахил енергетичної зони, що виникає внаслідок змін ширини забороненої зони уздовж базової області, забезпечує дуже високі значення (аж до  $\sim 10$  кВ/см) вбудованого електричного поля, що й дозволяє різко зменшити час проходження електронами базової зони. Такі гетероперехідні біполярні транзистори (НВТ), звичайно, споживають і розсіюють набагато більше енергії, ніж польові МОН транзистори, однак дозволяють працювати при набагато більш високих частотах і при меншому рівні шумів. Ці переваги й дозволяють розглядати гетероперехідні біполярні транзистори на основі SiGe як досить перспективні прилади.

### 2.3 Транзистори на гарячих електронах

Енергія електронів, прискорених сильним електричним полем, може значно перевершувати енергію, що відповідає тепловій рівновазі системи. У тривимірній системі енергію електронів у зоні провідності легко описати деякою електронною температурою  $T_e$ , скориставшись дуже простим співвідношенням  $E_k=(3/2)kT_e$ , що зв'язує температуру із середньою кінетичною енергією електронів. Очевидно, що для двовимірного електронного газу чисельний коефіцієнт у цьому виразі повинен дорівнювати одиниці. У напівпровіднику при тепловій рівновазі електронна температура  $T_e$  повинна збігатися з температурою кристала  $T$ , однак у не рівноважних системах (наприклад, у зовнішніх полях, здатних прискорювати електрони до дуже високих енергій) кінетична енергія електронів може дуже високою, а отже, і електронна температура  $T_e$ , може значно перевищувати температуру кристалічних решіток. Такі електрони, далекі від стану термодинамічної рівноваги із кристалом, одержали назву гарячих електронів.

Гетеропереходи між напівпровідниками з різною шириною забороненої зони дозволяють генерувати гарячі електрони, які здобувають значну кінетичну енергію через «розрив» енергії  $\Delta E_c$  зони провідності при переході від напівпровідника із широкою зоною до напівпровідника з вузькою зоною. В окремому випадку гетеропереходів у системах AlGaAs-GaAs величина  $\Delta E_c$  варіюється в діапазоні від 0,2 до 0,3 еВ, що приблизно в десять разів вище значення  $kT=0,026$  еВ при кімнатних температурах, і відповідає швидкості носіїв порядку  $10^8$  см/с і вище. Крім цього, варто враховувати, що перетинаючий область переходу пучок електронів прискорюється під дією електричного поля й колімується в напрямку, перпендикулярному поверхні поділу. Цей ефект, який називається інжекцією електронів з гетеропереходу, приводить до того, що пучок електронів на виході концентрується в конусі з кутовою апертурою біля  $10^\circ$ .

Одним з методів відбору найбільш високоенергетичних електронів із

заданого розподілу складається в організації процесу перетинання ними потенційного бар'єра. Очевидно, що тільки найбільш енергетичні електрони зможуть переборювати досить широкий бар'єр по механізму, подібному до термоіонного ефекту. Набагато більш ефективний метод інжекції гарячих електронів полягає у формуванні тонких потенційних бар'єрів у зоні провідності напівпровідникових структур, що допускають досить ефективно тунелювання. У цьому випадку можна організувати потік майже монохроматичних (моноенергетичних) електронів.

Ідея створення на цій основі транзисторів на гарячих електронах (НЕТ) була запропонована ще на початку 60-х років, однак її вдалося здійснити лише через кілька десятиліть, коли досить розвинулися методи вирощування напівпровідникових структур з використанням молекулярно-пучкової епітаксії (МВЕ), що дозволяє створювати високоякісні гетеропереходи в системах AlGaAs - GaAs. На рис. 2.4,а, схематично показана типова структура транзистора на гарячих електронах [7], що містить емітер з n+ GaAs, дуже тонкий бар'єр AlGaAs ( $\sim 50 \text{ \AA}$ ), базову область GaAs ( $\sim 1000 \text{ \AA}$ ), ще один тонкий бар'єр AlGaAs (товщиною біля  $\sim 1000 \text{ \AA}$ ) і колектор з n+ GaAs. При подачі на колектор додатної напруги починається інжекція гарячих електронів з емітера шляхом тунелювання через тонкий бар'єр AlGaAs, оскільки на базі формується позитивний зсув відносно емітера (рис. 2.4, б).

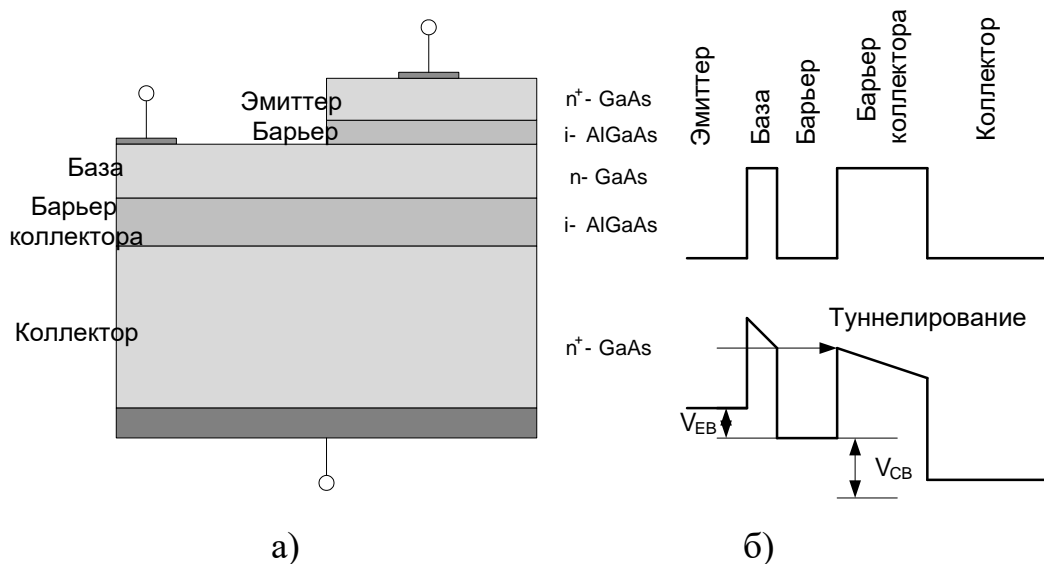


Рисунок 2.4 – Типова структура транзистора на гарячих електронах

Слід зазначити, що ефективна товщина бар'єра може модулюватися зміною різниці напруг між емітером і базою  $V_{BE}$ . Швидкість інжекттованих електронів у цьому конкретному випадку становить близько  $5 \times 10^8$  см/с, що значно вище, ніж у будь-яких інших типах транзисторів, не говорячи про те, що електронний пучок є колімированим у конусі з кутом близько  $6^\circ$ . Підсилення по струму через базу (коефіцієнт  $\alpha$ ) при цьому може бути доведене майже до одиниці, якщо вдається одночасно максимально понизити розсіювання в області бази (яка звичайно є дуже вузькою) і відбиття від бар'єра колектора. Час прольоту електронів через базу для транзистора із прикладеною напругою може бути доведений до величини порядку декількох десятків фемтосекунд, однак відносно великим залишається час подолання бар'єра колектора. Зараз ведуться пошуки варіантів зменшення часу подолання бар'єра колектора, однак його висота не може бути знижена, тому що це приведе до зростання струмів витоку. Практично можна пророчити, що в близькому майбутньому повний час прольоту буде становити близько 1 пікосекунди.

Як і у випадку описаних раніше польових транзисторів з високою швидкістю електронів (HEMT), розробники транзисторів на гарячих електронах у цей час наполегливо намагаються зменшити розміри пристроїв для зменшення часу прольоту. Насамперед, вони намагаються досягти це за рахунок зменшення товщини областей просторового заряду, підвищуючи, наприклад, рівень легування напівпровідника. На жаль, при цьому підході може відбуватися дифузія атомів легуючих домішок з утворенням складних хімічних сполук, що приведе до зміни хімічного складу матеріалів. Для подолання таких проблем була запропонована гіпотеза замінити речовину бази напівпровідника на матеріал, подібний до металу, не забруднюючу структуру й не підданому електроміграції. У результаті були створені так звані транзистори з металевою базою (MBT), де базова область сформована з матеріалів типу силіциду кобальту  $CoSi_2$  (цей силіцид має дуже високу провідність, порівняно з провідністю металів, і хімічно сполучний з уже існуючою кремнієвою технологією). Загальновідомо, що робоча швидкість біполярних транзисторів обмежується низькою рухливістю дірок, тому очевидною перевагою MBT є те,

що такі транзистори є уніполярними пристроями й можуть працювати при більш високих частотах.

На рис. 2.5 схематично представлені особливості двох найбільш відомих структур МВТ.

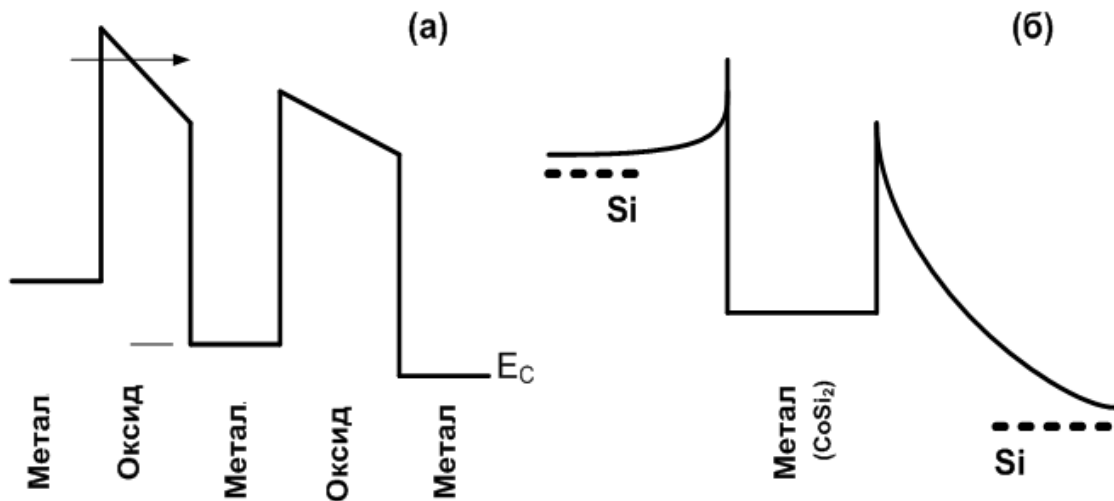


Рисунок 2.5 – Енергетичні діаграми двох найбільш відомих структур МВТ

Ліворуч (рис. 2.5, а) показана енергетична структура пристрою з гетероструктурою типу метал - оксид - метал - оксид - метал при позитивному зсуві між електродами емітер - база й база - колектор. У цій ситуації тунелюючі електрони інжектуються через тонкий бар'єр в емітерному переході. Праворуч (рис. 2.5, б) показана більш проста схема транзистора з металевією базою, утворена гетероструктурою Si - CoSi<sub>2</sub> - Si, у якій перший перехід Шоттки зміщений у прямому напрямку, внаслідок чого електрони можуть долати емітерний бар'єр за рахунок термоіонного ефекту.

Як матеріал бази використовується CoSi<sub>2</sub>, який добре узгоджується з параметрами решіток кремнію (що забезпечує високу якість поверхонь поділу) і одночасно має високу стійкість до електроміграції. У таких транзисторах гарячі електрони, що досягли області бази, поведуться подібно описаним вище балістичним електронам, тобто рухаються практично без розсіювання, оскільки довжина їхнього вільного пробігу значно перевищує ширину базової області.

## 2.4 Транзистори з резонансним тунелюванням

Діоди з резонансним тунельним ефектом (RTD, RTE) можуть бути легко об'єднані зі стандартними біполярними транзисторами, польовими транзисторами й транзисторами на гарячих електронах, що дозволяє створювати більш складні пристрої, які одержали назву транзисторів з резонансним тунелюванням (РТТ). Розгляд будови таких транзисторів можна почати з біполярних транзисторів, у яких діоди з резонансним тунелюванням додані до емітерного переходу. Оскільки тунельний резонансний струм у цьому випадку визначається напругою, прикладеною  $V_{EB}$  між емітером і базою, струм колектора таких пристроїв дуже схожий на відповідні характеристики RTD (рис. 2.6, а).

На рис. 2.6, б представлена залежність струму колектора від напруги  $V_{CE}$ , із чого видно, що вихідна вольт-амперна характеристика ( $V-I$ ) являє собою чергування областей з позитивною й негативною крутістю, переходом між якими можна управляти шляхом зміни напруги  $V_{EB}$ .

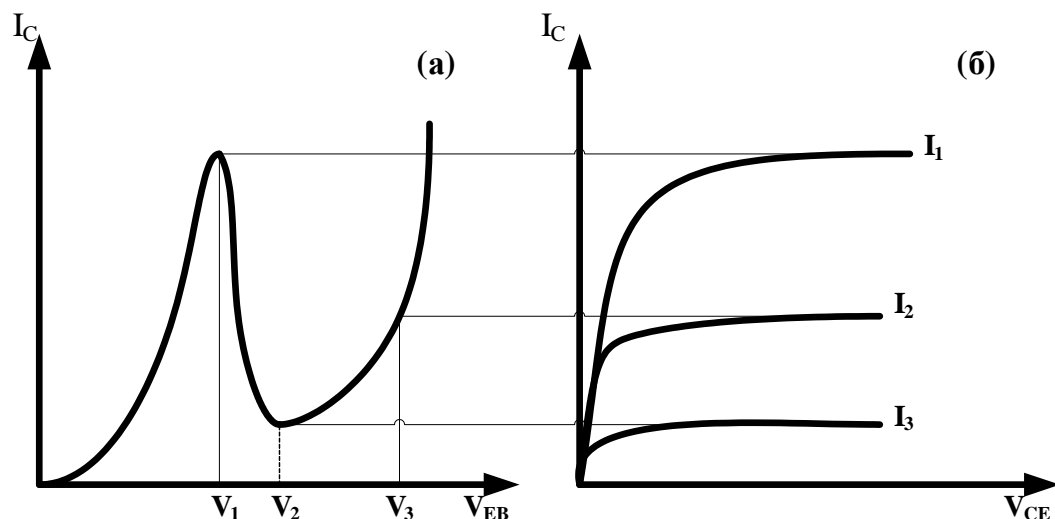


Рисунок 2.6 – Вольт-амперні характеристики транзисторів на гарячих електронах з резонансним тунелюванням: а) вхідна, б) вихідна

На рис. 2.7 представлена діаграма енергетичних рівнів так званих транзисторів на гарячих електронах з резонансним тунелюванням зі зсувом в



активній області.

У таких транзисторах між емітерною і базовою областю розташовується гетероструктура з резонансним тунелюванням, здатна інжектувати значні струми при виконанні умов резонансу.

Положення резонансного рівня відносно емітеру регулюється напругою  $V_{EB}$ , яка подається на базову область і підвищується до значень, що відповідають резонансному тунелюванню, коли спостерігається максимум струму на виході  $I_C$ . При подальшому підвищенні напруги  $V_{EB}$  струм починає зменшуватися й доходить до мінімуму при деякому значенні  $V_2$ , подібно тому, як це відбувається на вольт-амперній характеристиці, показаній на рис. 2.6,а.

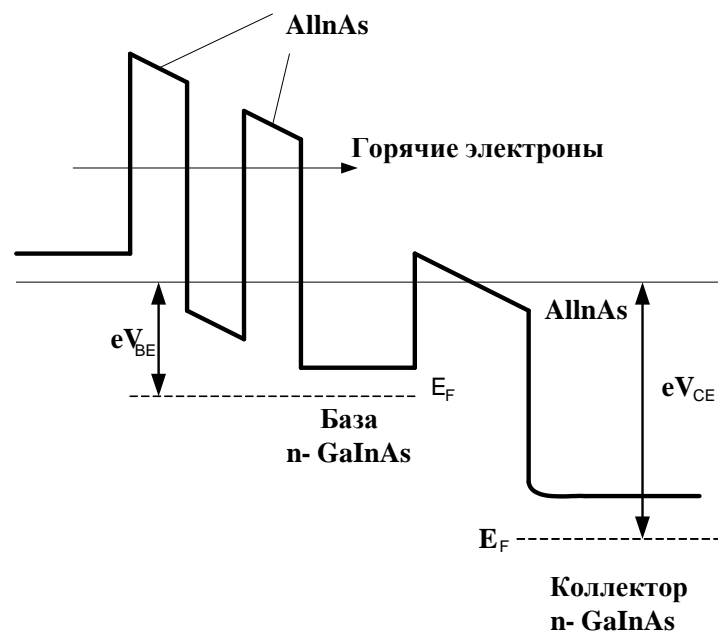


Рисунок 2.7 – Діаграма енергетичних рівнів транзисторів на гарячих електронах з резонансним тунелюванням

Таким чином, вихідні характеристики описуваного транзистора також мають області від'ємного диференціального опору, але, на відміну від звичайних транзисторів на гарячих електронах (НЕМ), резонансні структури дозволяють інжектувати електрони в дуже вузькому енергетичному діапазоні ( $\sim 1$  меВ), що приблизно в десять разів перевищує відповідні параметри для транзисторів з високою рухливістю електронів (НЕМТ). Як згадувалося вище, діоди з резонансним тунелюванням можуть бути об'єднані різним чином з

біполярними транзисторами. На рис. 2.8 представлена загальна схема біполярного транзистора AlGaAs - GaAs, до виводу бази якого приєднаний діод з резонансним тунелюванням [9]. Квантова яма між двома потенційними бар'єрами діода відіграє в цьому випадку особливу роль, тому що вище вже було показано, що вона може мати кілька квантових рівнів. Відповідно в колекторному струмі такого пристрою можуть проявлятися кілька піків, на відміну від єдиного піка.

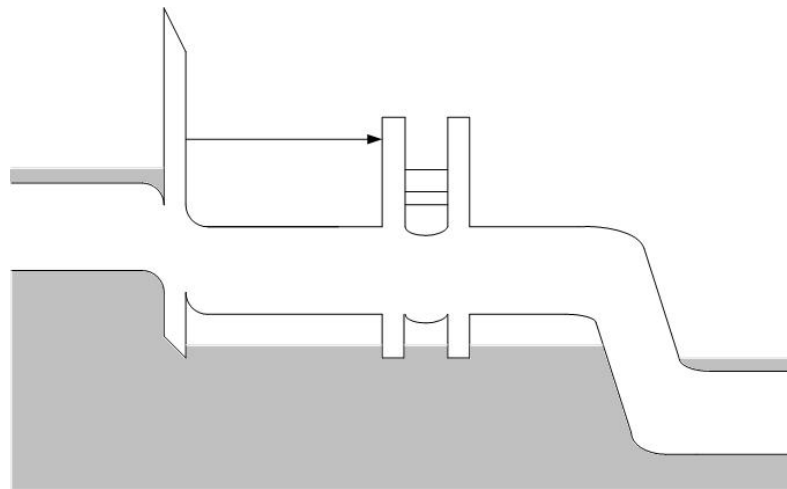


Рисунок 2.8 – Загальна схема біполярного транзистора AlGaAs - GaAs, до виводу бази якого приєднаний діод з резонансним тунелюванням

Транзистори з резонансним тунелюванням (РТТ) дозволяють створювати багато нових, практично важливих пристроїв (особливо в галузі цифрової електроніки), що представляється очевидним у світлі описаних вище залежностей струму колектора  $I_C$  від напруги. Наприклад, можна представити схему з декількох послідовно з'єднаних приладів з резонансним тунелюванням, підключених до мережі з напругою  $V$  і опором  $R$ . Точки перетину кривої навантаження з характеристичною кривою тунельного приладу дозволяють вибрати області стабільних станів.

Якщо таких областей дві, можна утворити елемент бінарної логічної схеми. Очевидно, що у випадку квантової ями з декількома енергетичними рівнями число стабільних точок буде дорівнює числу піків струму. Такі «дискретні» підсилувачі дозволяють створювати логічні вентиля,

використовуючи менше, ніж звичайно, число транзисторів описуваного типу. Наприклад, на основі одного біполярного транзистора з резонансним тунелюванням і двох звичайних транзисторів можна створити схему підсумовування, для побудови якої звичайно використовується приблизно 40 транзисторів. Це дозволяє відразу різко підвищити щільність монтажу й швидкодію створюваних схем.

## 2.5 Висновки до розділу

У розділі наведена інформація про фізичні основи напівпровідникових квантових наноструктур. Це дає можливість отримати відомості про будову, принцип роботи, переваги та недоліки структур із квантовим обмеженням за рахунок внутрішнього та/або зовнішнього електричного поля.

Також розглянуто такі функціональні пристрої на основі резонансно-тунельного ефекту, зокрема різновиди: 1) Модуляційно-леговані польові транзистори; 2) Біполярні транзистори на гетеропереходах; 3) Транзистори на гарячих електронах; 4) Транзистори з резонансним тунелюванням.

Показано, що у теперішній час модуляційно-леговані польові транзистори домінують на ринку малошумячих приладів, тому що вони здатні працювати к надшироко-частотному діапазоні: від низьких частот до мікрохвильових близько 100 ГГц. У гетероструктурних системах AlGaAs-InGaAs-GaAs не тільки квантова локалізація електронів у ямах більш ефективна, ніж у гетеропереходах на основі AlGaAs-GaAs, але й електрони рухаються в шарі InGaAs з більше високою дрейфовою швидкістю насичення, ніж в GaAs. Крутизна цього транзистора має значення 100 мС/мм, частота відсікання становить близько 100 ГГц, а рівень шумів становить лише 2 дБ.

Такі якісні параметри та характеристики досягнене за рахунок зменшеної відстані затвор - канал (через більш різкі бар'єри) і зниження паразитних ємностей системи. По всіх цих причинах модульовано-леговані польові транзистори перевершують інші прилади при підсиленні сигналів у діапазоні

НВЧ до частот 300 ГГц – сантиметровому та міліметрового, тобто приблизно в шість разів перевищують по швидкодії кращі із транзисторів, виготовлених на основі МОН технологій. Модульовано-леговані МОН транзистори можуть бути виготовлені на основі структур SiGe. Проте ці пристрої серійно не випускаються промисловістю унаслідок високих значень струмів витоку.

### 3 ЕЛЕКТРИЧНИЙ РОЗРАХУНОК НАНОЕЛЕКТРОННИХ ПРИЛАДІВ НА ОСНОВІ РЕЗОНАНСНО-ТУНЕЛЬНИХ НАПІВПРОВІДНИКОВИХ СТРУКТУР ІЗ ВІД'ЄМНИМ ДИФЕРЕНЦІЙНИМ ОПОРОМ

#### 3.1 Тунельно-резонансні структури в спіновій електроніці

Останнім часом значна увага приділяється розвитку такого перспективного напрямку як спінова електроніка (спінтроніка). На відміну від традиційної електроніки, що оперує тільки з зарядом електрона, спінтроніка припускає роботу зі спіновими ступенями свободи. Для створення спінтронних пристроїв необхідно вирішити кілька задач, зокрема, потрібно навчитися створювати в напівпровідниках спінову поляризацію (тобто "вистроювати" спіни носіїв заряду в одному напрямку), забезпечити як можна більші часи спінової релаксації і навчитися транспортувати носії заряду з орієнтованими спінами на достатні відстані [24].

Для промислової реалізації спінтронних пристроїв бажано вміти керувати спіноюю поляризацією в напівпровідникових і гібридних структурах за рахунок зміни напруги при кімнатній температурі. В даний час до досягнення цієї мети ще далеко, і вчені шукають підходи до неї. Задача по створенню спінової поляризації електронів у напівпровіднику може вирішуватися за рахунок інжекції орієнтованих по спіну електронів з феромагнітних матеріалів або розведених магнітних напівпровідників (твердих розчинів, у яких є присутнім кілька відсотків магнітних іонів, наприклад, марганцю), але, схоже, більш зручно вирішувати її з використанням різних тунельних структур.

Про дослідження одного з видів таких структур - магнітного резонансно-тунельного діода - повідомляється в недавній роботі вчених з університету Вюрцбурга. Даний пристрій дозволяє селектувати електрони по спіну за рахунок резонансного тунелювання електронів з тією або іншою орієнтацією спіна і, що особливо зручно, селекцію електронів по спіну можна здійснювати тільки за рахунок зміни напруги. Учені досліджували вирощені методом молекулярно-променевої епітаксії структури на основі напівпровідників II-VI

(схема структури зображена на рис. 3.1,а). Основним елементом цієї структури є п'ять напівпровідникових шарів нанометрової товщини ( $\text{ZnSe-Zn}_{0.7}\text{Be}_{0.3}\text{Se-Zn}_{0.96}\text{Mn}_{0.04}\text{Se-Zn}_{0.7}\text{Be}_{0.3}\text{Se-ZnSe}$ ).  $\text{Zn}_{0.96}\text{Mn}_{0.04}\text{Se}$  є розведеним магнітним напівпровідником, а ширина забороненої зони  $\text{Zn}_{0.7}\text{Be}_{0.3}\text{Se}$  перевищує ширини заборонених зон двох інших напівпровідників (схематично зонна структура обговорюваної області показана на рис. 3.1,б). За рахунок різниці ширини заборонених зон у центральній області формується квантова яма (енергетичний спектр квантової ями представляє набір енергетичних рівнів, точніше кажучи, енергетичних підзон). При прикладенні магнітного поля відбувається зєсманівське розщеплення рівнів енергії в квантовій ямі (рис. 3.1,б), при цьому, змінюючи прикладену до структури напругу, можна створювати умови для резонансного тунелювання електронів з різною орієнтацією спіна (нагору або вниз).

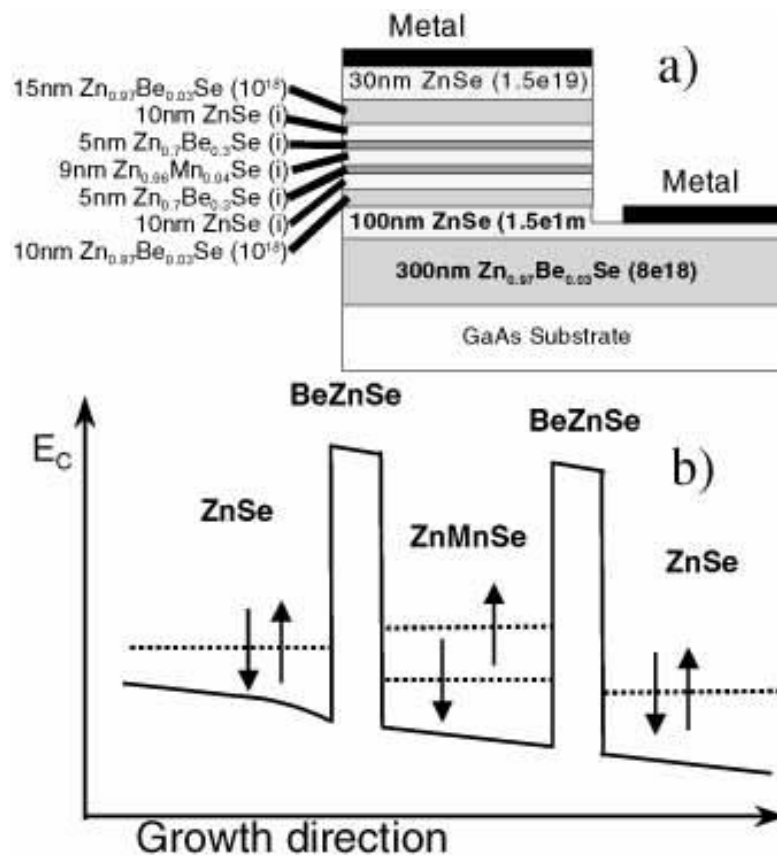


Рисунок 3.1 – а) схематичне зображення магнітного резонансно-тунельного діода ; б) схематичне зображення зонної структури (зони провідності) резонансно-тунельного діода при визначеній прикладеній напрузі

При наявності магнітного поля спостерігається поява двох особливостей на вольт-амперних характеристиках, зв'язаних з тунелюванням електронів, що розрізняються напрямком спіна. Проведене моделювання достатнє добре описує зміну вольт-амперних характеристик, що спостерігається, у залежності від магнітного поля. Однак учені не можуть поки точно визначити ступінь спінової поляризації струму, що тече через резонансно-тунельний діод, для цього потрібні нові експерименти [24].

### 3.2 Розрахунок електричних параметрів резонансно-тунельного діода

Скориставшись вищенаведеними теоретичними даними та згідно до завдання візьмемо для розрахунку та розрахуємо наступні дані.

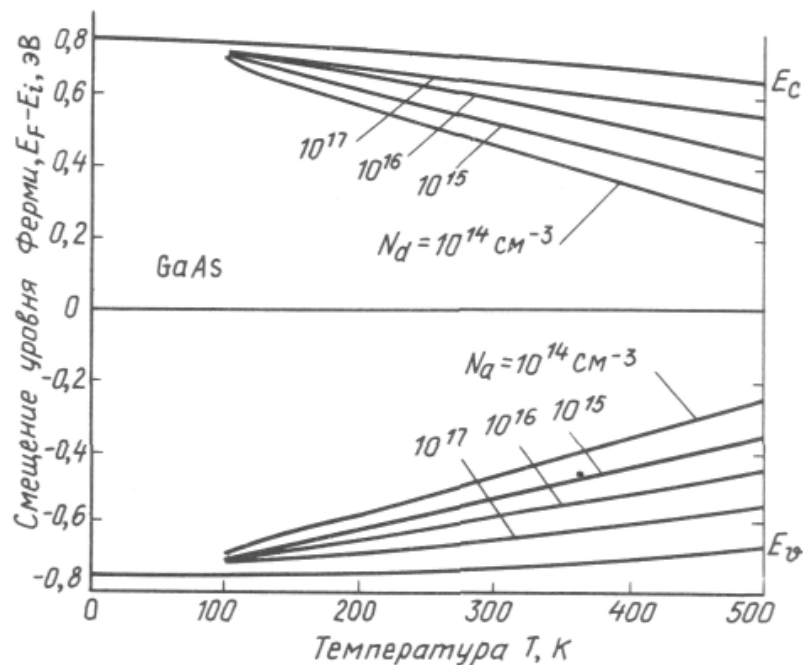


Рисунок 3.2 – Залежності положення рівня Фермі від концентрацій домішок і температури для напівпровідникових матеріалів [25]

- 1) Граничне значення від'ємної крутості вольт-амперної характеристики при  $k_B T \ll \Phi_e$  має вираз:

2)

$$q_{\max} \approx q^2 m \Phi_e / (4\pi^2 h^3). \quad (3.1)$$

Скориставшись рис. 3.2 рівень Фермі  $\Phi_e$  для заданої концентрації рівний  $\Phi_e=0,62 \text{ eV}=1,28*10^{-19} \text{ Дж}$ .

Тоді матимемо:

$$q_{\max} \approx (1.6 * 10^{-19})^2 * 10^{-31} * 1.28 * 10^{-19} / (4\pi^2 * (6.626 * 10^{-34})^3) = 2.2 * 10^7 \text{ Cm/cm}^2$$

2) Максимальне значення густини струму визначається рівнянням:

$$I_{\max} = 2\pi q_{\max} \Gamma / q = 2 * 3,14 * 0,2 * 10^{-3} = 2,8 * 10^4 \text{ A/cm}^2$$

3) Гранична частота генерації:

$$f_{\max} = 1 / (2\pi C_s) [q_{\max} / R_s]^{1/2} = 1 / (2 * 3,14 * 10^{-12}) (2,86 * 10^7 / 200)^{1/2} = 4,8 * 10^8 \text{ Гц}$$

4) Контрастність вольт-амперної характеристики.

Виходячи з формули (8) обчислені значення енергій на першому і другому енергетичному рівні складають:  $E_1=110,2 \text{ меВ}$ ,  $E_2=153,6 \text{ меВ}$ .

$$\frac{I_{\max}}{I_{\min}} = \frac{\Gamma_1}{\Gamma_2} \exp\left(\frac{E_2 - E_1}{K_B T}\right), \quad (3.2)$$

$$\frac{I_{\max}}{I_{\min}} = \frac{0.19}{0.18} \exp\left(\frac{153.6 * 10^{-3} - 110.2 * 10^{-3}}{1.38 * 10^{-23} * 300}\right) = 5.66.$$

5) Швидкодія тунельно-резонансної структури:

$$\tau \approx \hbar / 2\Gamma = 1,055 * 10^{-34} / 2 * 0,2 = 1,65 \text{ (пс)}.$$

### 3.3 Розрахунок електричних параметрів і характеристик MODFET

CMOS цифрові схеми мають низьке енергоспоживання і можливість динамічної пам'яті. Кремнієві біполярні транзистори (BJTs) використовуються близько 20% в усіх інтегральних схем, в основному при високій швидкості і аналогових прикладних додатків. Тенденція збільшення перемикачів



швидкостей оброблення інформації і зв'язку вимагає подальшого вдосконалення виконання біполярного транзистора. Крім того, в даний значна відома велика кількість BiCMOS схем, які поєднують в собі здатність високого струмового виходу BJTs з низьким енергоспоживанням CMOS демонструють новий додаток для біполярних транзисторів [20]. SiGe Гетероперехід біполярні транзистори (HBT) є одним з пристроїв, який може задовольнити ці вимоги. Леговані III-V елементи в пристроях SiGe забезпечують чудову продуктивність в порівнянні з кремнієвими інтегральними пристрою за рахунок поліпшення параметрів напівпровідникового матеріалу, такі як висока рухомість і підвищення швидкості носіїв щаряду. Найбільш перспективним є використання MODFET транзистору на основі SiGe, який має високу граничну частоту, а також малий коефіцієнт шуму.

Для побудови радіотехнічних пристроїв необхідно мати аналітичні співвідношення для розрахунку вхідної та вихідної вольт-амперних характеристик MODFET транзистору. Здійснимо такий розрахунок за допомогою методики, яка наведена в роботі [20].

Шар гетероструктури SiGe/Si вирощується надвисоким вакуумом хімічного осадження (UHV-CVD) на n-Si підкладці. Послідовність шарів починається з лінійно розташованого Si (1-x) Ge<sub>x</sub> буферного шару, розслабленого до постійної решітки Si<sub>0.7</sub>Ge<sub>0.3</sub>. Буферний шар товщиною 1 мкм, слідує структурі модуляції легованого складалася з 4-нм В-легованого шару живлення Si<sub>0.7</sub>Ge<sub>0.3</sub> при допінговій щільності  $2 \times 10^{18}$  см<sup>-3</sup>, 3-нм нелегованих Si<sub>0.7</sub>Ge<sub>0.3</sub> розпірка, і 4,5 nmthick Si (1-x) Ge<sub>x</sub> канал сортовий від 0,8 до 0,7, і 10 нм Si<sub>0.7</sub>Ge<sub>0.3</sub> верхній шар а. Шар був зазначений як 2-D рухливість дірок газу, як показано на рисунку 3.3.

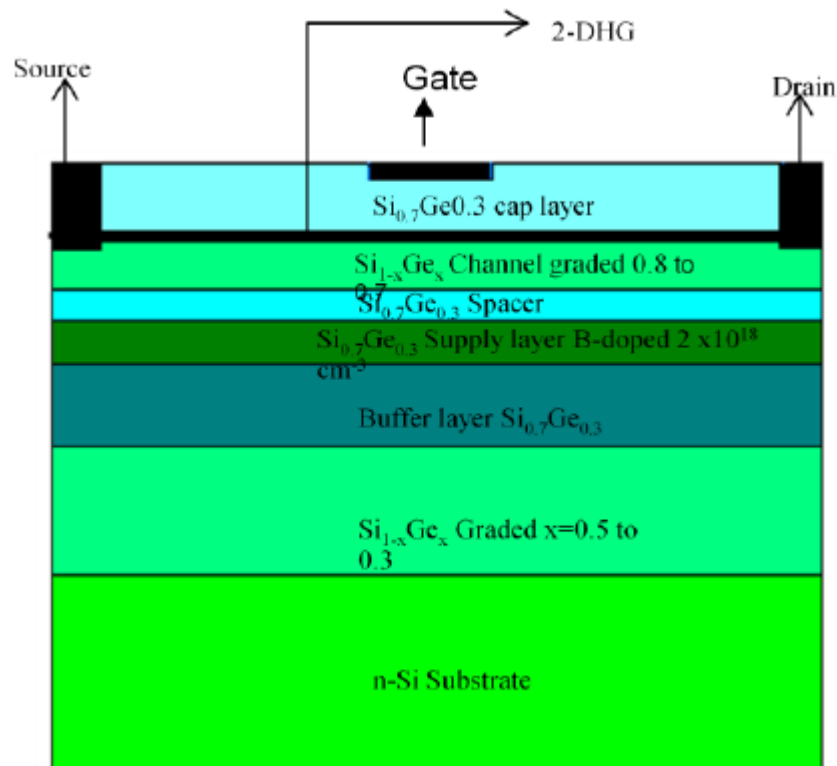


Рисунок 3.3 – Будова MODFET транзистору структури SiGe/Si [21]

Параметри технології виготовлення MODFET такі [21]:

Oxide thickness = 20 nm

Thickness of Si<sub>0.7</sub>Ge<sub>0.3</sub> cap layer = 10 nm

Thickness of Si<sub>1-x</sub>Ge<sub>x</sub> Channel graded 0.8 to 0.7 = 4.5 nm

Thickness of Si<sub>0.7</sub>Ge<sub>0.3</sub> Spacer = 3 nm

Thickness of Si<sub>0.7</sub>Ge<sub>0.3</sub> Supply layer B-doped  $2 \times 10^{18} \text{ cm}^{-3}$  = 4 nm

Thickness of Buffer layer Si<sub>0.7</sub>Ge<sub>0.3</sub> = 100 nm

Thickness of Si<sub>1-x</sub>Ge<sub>x</sub> Graded from x=0.5 to 0.3 = n-Si

Substrate

$\epsilon_{\text{SiGe}} = 1.17 \times 10^{10} \text{ F/m}$ ,

$\mu(\text{for hole}) = 815 \text{ cm}^2/\text{v-s}$

Width of gate (W) = 1  $\mu\text{m}$

Gate length (L) = 1  $\mu\text{m}$

$\Phi_b = 0.9 \text{ eV}$

$\Delta E_c = 0.15 \text{ eV}$

$d_d = 4 \text{ nm}$

$d_i = 3 \text{ nm}$

$\Delta E_{F0} = 0.025 \text{ eV}$

$\Delta d = 9 \text{ nm}$

Вольт-амперні характеристики модуляційно легованого польового транзистора може бути знайдений на основі моделі управління зарядом, з використанням концепції наближення каналу, поверхнева концентрація носіїв в каналі задається рівнянням

$$n_s = \frac{\varepsilon}{q(d + \Delta d)} [V_g - V_{off} - V(x)], \quad (3.3)$$

де  $x$  є простір по довжині каналу і  $V(x)$  є каналом потенційного рівняння.

Струм, що протікає через канал визначається

$$I_{ds} = qn_s v(F)W, \quad (3.4)$$

де  $I_{ds}$  - струму стік-витік,

$v(F)$  - швидкість електрона, яка є функцією електричного поля  $F$  в каналі.

$W$  - ширина затвору.

Використовуємо наближення поступового каналу. Електричне поле в каналі паралельно гетеро-структури (спрямоване від стоку до витіку) і нехтуємо дифузним струмом. У цьому випадку швидкість електронів просто пропорційна електричному полю:

$$v = \mu F, \quad (3.5)$$

де  $\mu$  - ефективна рухливість поля.

Відповідно до рівняння моделі Шоклі, яке описує вольт-амперні характеристики MODFET при низькій напрузі між витіком і джерелом  $V_{ds}$ :

$$I_{ds} = \frac{\varepsilon \mu W}{(d + \Delta d)L} [(V_g - V_{off})V_{ds} - V_{ds}^2/2], \quad (3.6)$$

$$d = d_d + d_i, \quad (3.7)$$

де  $d_d$  - товщина легованого шару (B, SiGe) під затвором;

$d_i$  - товщина нелегованого шару SiGe під затвором.

У рівнянні (3.8) одне відзначається вниз, тому що  $V_g$  і  $V_{off}$  є негативним, оскільки пристрій має 2-мірний електронний газ. Тоді

$$I_{ds} = \frac{\varepsilon\mu W}{(d + \Delta d)L} \left[ -(V_g - V_{off})V_{ds} - V_{ds}^2/2 \right], \quad (3.8)$$

На рис. 3.9 наведено розраховані вольт-амперні характеристики  $I_{ds}$ - $V_{ds}$  у масштабі  $\frac{I_{ds}}{DS}$ , де  $DS$  - відстань між витоком і стоком [мкм]. На рис. 3.4 наведено сімейство вольт-амперних характеристик для різних значень напруги на затворі, як додатних, так і від'ємних.

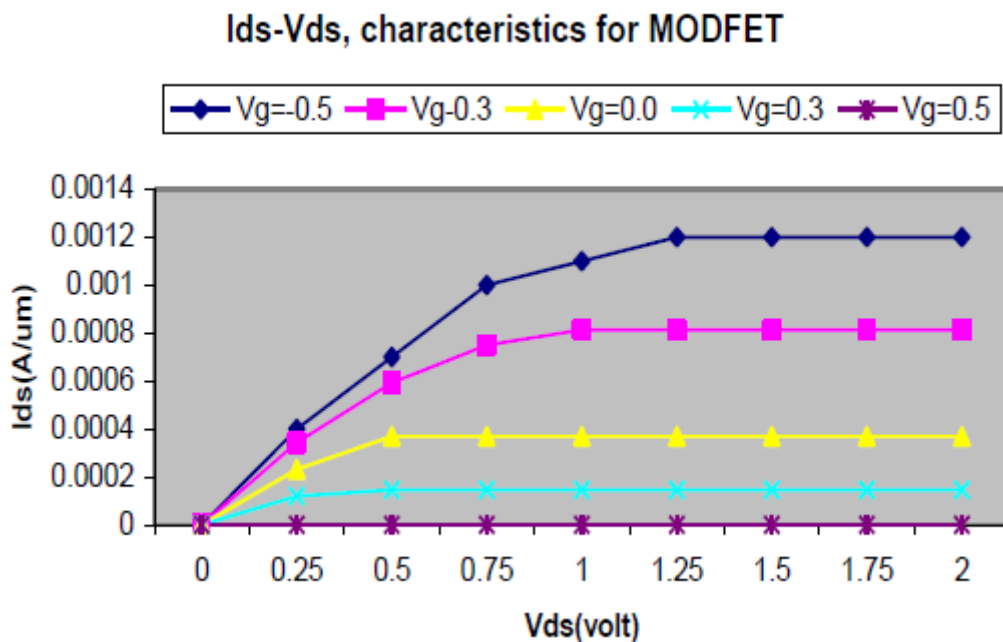


Рисунок 3.4 – Розраховані вольт-амперні характеристики MODFET

### 3.4 Висновки до розділу

У розділі проведено розрахунок електричних параметрів резонансно-тунельного діода та вольт-амперних характеристик модульовано-легованого польового транзистору MODFET за структурою SiGe/Si.

## 4 РОЗРОБЛЕННЯ ТА ДОСЛІДЖЕННЯ ЛОГІЧНИХ РАДІО-ІМПУЛЬСНИХ ПРИСТРОЇВ НА ОСНОВІ РЕЗОНАНСНО-ТУНЕЛЬНИХ ДІОДІВ

### 4.1 Тривходові радіо-імпульсні пристрої на основі резонансно-тунельних діодів для виконання логічних операцій XOR та XNOR

У статті [50] запропоновано новий XOR з трьома входами і XNOR з трьома входами на основі топології узагальненого порогового вентиля (GTG). Топологія GTG є основною частиною моностабільного-бістабільного логічного елемента (MOBILE). Запропоновані вентиля використовують меншу кількість елементів в порівнянні з іншими реалізаціями, які використовують MOBILE в якості основної структури. Використовуючи новий триходовий вентиль XOR і генератор перенесення, ми представляємо повний суматор. Всі схеми моделюються за допомогою симулятора HSPICE.

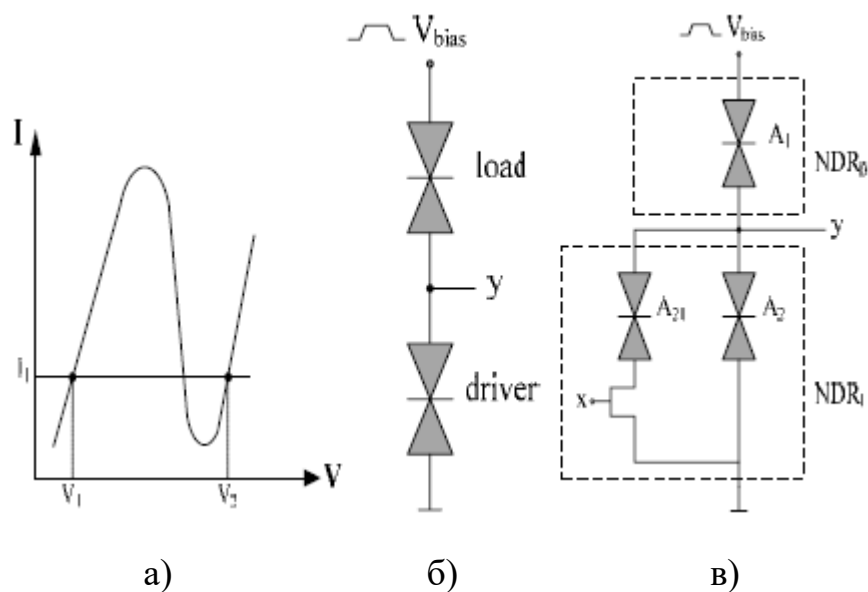


Рисунок 4.1 – Вольт-амперна характеристика та електричні схеми логічних пристроїв: (а) вольт-амперна характеристика типового RTD: для кожного постійного струму, такого як  $I_1$ , існує дві відповідні стабільні напруги, тобто  $V_1$  і  $V_2$ . RTD в робочій точці  $V_1$  може розглядатися як низький опір (в стані «включено»), а в робочій точці  $V_2$  може розглядатися як високий опір (стан «вимкнено»); (б) Найпростіша архітектура. Коли сигнал зміщення  $V_{bias}$  підвищуються від низького стану до значення перемикування, RTD з найменшою площею буде переключатися (гаситися), і його стан перемикається в стан виключення, в той час як інший RTD залишається включеним; (в) проста схема логічного елемента НЕ

Базова схема радіо-імпульсних пристроїв на основі резонансно-тунельних діодів для виконання логічних операцій наведена в Додатку Е (08-36.МКР.016.00.004 ПЛ).

У деяких із згаданих топологій раніше представлені вентиля з двома входами XOR та/або XNOR. У деяких з них є деякі обмеження для реалізації вентилів XOR та/або XNOR з двома входами або з трьома входами в одній і тій же топології.

#### 4.1.1 Граничні ворота (TG)

Топологія TG - це одна з технологій, заснованих на RTD, яка підходить для реалізації порогових логічних функцій [44]. Структура TG визначається як логічний елемент з  $n$  двійковими вхідними змінними;  $x_i$ , ( $i = 1 \dots n$ ) і один двійковий вихід;  $y$ . Існує також набір з  $n$  дійсних чисел, відповідних  $n$  входів, званих вагами;  $w_1, w_2, \dots, w_n$  і інше дійсне число, зване порогом;  $T$ . Його рівняння введення-виведення визначено в (4.1).

$$y = \begin{cases} 1, & \text{якщо } \sum_{i=1}^n w_i x_i \geq T, \\ 0, & \text{інакше.} \end{cases} \quad (4.1)$$

У наведеному вище відносно операції сума і твір є звичайними математичними операціями, а не логічними операціями. Безліч ваг і порога зазвичай позначається в більш компактній векторній записи як  $[w_1, w_2; w_n; T]$ . Базова топологія TG показана на рис. 4.2. На рисунку зображено двухвходовий вентиль TG  $[w_k, w_l; T]$ . Змінна  $w_k$  визначає вагу для першого входу, яка є позитивним вагою, а  $w_l$  визначає вагу для другого входу, який є негативним. Два параметра  $A_1$  і  $A_2$  визначаються бажаним граничним значенням, яке має бути реалізовано. Такі характеристики, як швидкість, потужність, що розсіюється і стійкість до технічних змін, пов'язані з параметрами  $A_u$  і  $A_i$  повинні вибиратися відповідно до використовуваної технологією [47].

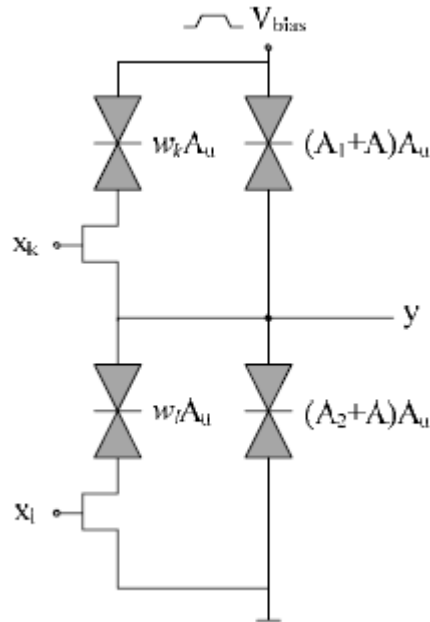


Рисунок 4.2 – Основна топологія TG (двовходовий вентиль) [44]

#### 4.1.2 Багаторівневі порогові вентиля (МТТГ)

Концепція TG може бути розширена для реалізації топології МТТГ [45-47]. При послідовному з'єднанні трьох або більше RTD замість двох RTD в TG утворюється звичайний МТТГ. Ця структура здатна реалізувати багатопорогові логічні функції.

У топології МТТГ булева функція;  $y$ , з порогами;  $T_i$  ( $i = 1, \dots, k$ ), ваги;  $w_1 \dots w_n$ , ( $w_j \in \mathbb{N}^+$ ) і логічні входи;  $x_1 \dots x_n$ , визначається як (4.2),

$$y = \begin{cases} 1, \text{ якщо } T_{2j-1} \leq \sum_{i=1}^n w_i x_i < T_{2j} \\ 3 T_{j+1} > T_j \quad (j = 1, 2, \dots, k/2), \\ 0, \text{ інакше.} \end{cases} \quad (4.2)$$

Топологія МТТГ має дві різні версії, МТТГ-1 і МТТГ-2 [47]. На рис. 4.3 показана загальна топологія МТТГ-1 з двома входами. Різні функції можуть бути реалізовані шляхом настройки областей RTD для отримання необхідної поточної залежності між різними NDR в обох топологіях МТТГ. Як повідомляється в літературі, за допомогою Трисерійний підключених RTD 143

різних функції з трьома входами можуть бути реалізовані з використанням топологій МТТГ, що на 39 функцій більше, ніж топологія ТГ з двома послідовно з'єднаними RTD [44]; тому МТТГ має більшу функціональність. МТТГ також позначається вектором, таким як  $[w_1, w_2, \dots, w_n; T_1, \dots, T_k]$ , що не може бути негативним. Крім того, МТТГ може створювати два різних виходу в одній структурі, тобто МТТГ є багато вихідною структурою.

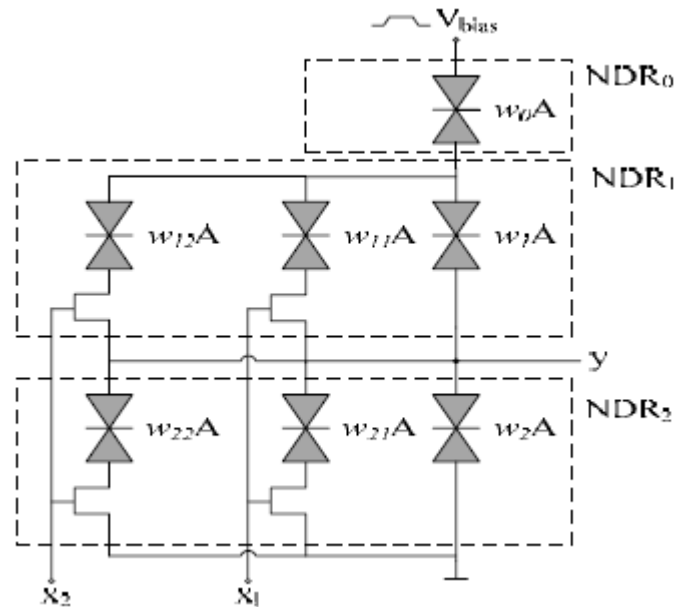


Рисунок 4.3 – Топологія МТТГ-1 з двома входами

#### 4.1.3 Узагальнені граничні вентиля (GTG)

Рисунок 4.4 ілюструє топологію GTG. При заміні одиночного керуючого транзистора на топологію GTG використовується звичайна комбінація послідовних чи паралельних транзисторів. Ця топологія дозволяє легко реалізувати складні функції з меншою кількістю пристроїв NDR. GTG показаний в (4.3), де  $T$  - порогове значення,  $w_{1i}$  ( $i = 1, \dots, n$ ) - позитивний вага,  $w_{2j}$  ( $j = 1, \dots, m$ ) - негативний вагу,  $y$  - вихідний сигнал, а  $x_1 \dots x_k$  - логічні входи.



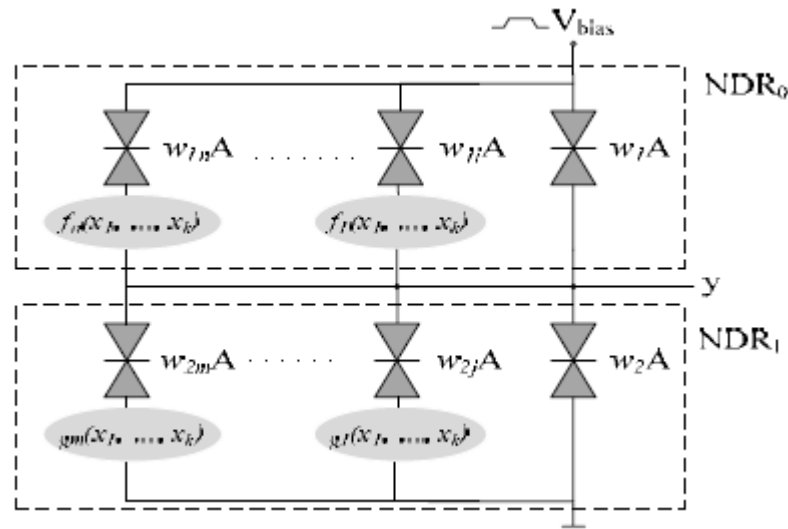


Рисунок 4.4 – Загальна схема топології GTG

$$y = \text{sign} \left[ w_{11}f_1(x_1, \dots, x_k) \dots + w_{1n}f_n(x_1, \dots, x_k) - w_{21}g_1(x_1, \dots, x_k) \dots - w_{2m}g_m(x_1, \dots, x_k) \right]. \quad (4.3)$$

#### 4.2 Розроблення тривходових логічних елементів XOR і XNOR на базі топології GTG

Вентилі XOR і XNOR не можуть бути реалізовані в топології TG, тому що реалізація цих функцій вимагає двох порогових значень; проте TG має тільки один поріг. Реалізація вентилю XNOR з двома входами в топології MTTG також неможлива [46, 47], хоча XOR з двома входами вже представлений в цій топології [46, 47]. Таким чином, вентиль XOR з трьома входами в топології MTTG також не практичний [47], проте був представлений XNOR з трьома входами. Був представлений ще один XOR з двома входами на основі MOBILE gate [50].

У роботі представлені новий вентиль XOR і новий вентиль XNOR на основі топології GTG. Для досягнення цих функцій XOR і XNOR, ми припускаємо, що запропонована структура GTG [48], приймає різні RTD з точки зору площі. Рівняння (4.4) показує логічну функцію для вентилу XOR з трьома входами, а (4.5) показує реалізацію (4.4) за допомогою логічної операції плюс порогова функція для вентилу XOR з трьома входами. Рівняння (4.5)

підходить для реалізації GTG. У цих двох відносини,  $\vee$  і  $\wedge$  - це логічні функції OR і AND відповідно. Знак  $-$  і знак  $+$  - функції арифметичного віднімання та додавання відповідно. «sign» - це функція знаку, що дорівнює 1, якщо її аргументи позитивні і дорівнює 0, якщо його аргументи негативні.

$$x_1 \oplus x_2 \oplus x_3 = (x_1 \wedge \bar{x}_2 \wedge \bar{x}_3) \vee (\bar{x}_1 \wedge x_2 \wedge \bar{x}_3) \vee (\bar{x}_1 \wedge \bar{x}_2 \wedge x_3) \vee (x_1 \wedge x_2 \wedge x_3). \quad (4.4)$$

$$y = \text{sign} \left\{ \left[ 4(x_1 \wedge x_2 \wedge x_3) + 2(x_1 \vee x_2 \vee x_3) \right] - 2 \left[ (x_1 \wedge x_2) \vee (x_1 \wedge x_3) \vee (x_2 \wedge x_3) \right] - 1 \right\}. \quad (4.5)$$

На рис. 4.5 зображено запропонований вентиль XOR з трьома входами на основі структури GTG.  $\text{NDR}_0$  реалізує позитивні умови  $\left[ 4(x_1 \wedge x_2 \wedge x_3) + 2(x_1 \vee x_2 \vee x_3) \right]$ , а  $\text{NDR}_1$  реалізує негативний член  $-2 \left[ (x_1 \wedge x_2) \vee (x_1 \wedge x_3) \vee (x_2 \wedge x_3) \right]$ . Однак  $w_2$  призначений для настройки порогового значення. Для досягнення функції XOR порогове значення встановлюється на 1.

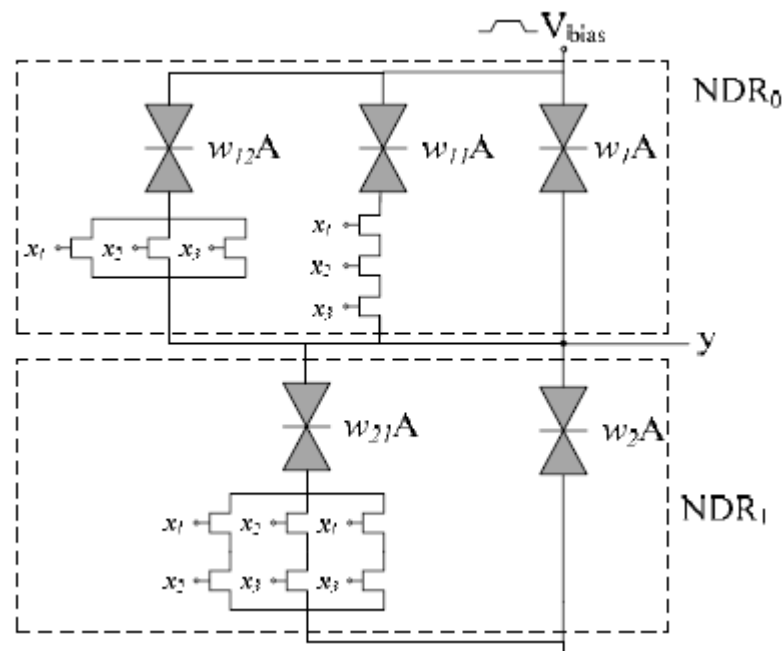


Рисунок 4.5 – Запропонована схема елемента XOR, що використовує топологію GTG. Параметри такі:  $A = 0,1 \text{ мкм}^2$ ,  $w_1 = 10$ ,  $w_{11} = 4$ ,  $w_{12} = 2$ ,  $w_2 = 11$ ,  $w_{21} = 2$ , також  $V_{bias} = 0,8 \text{ В}$ .

Рівняння (4.6) показує логічну функцію для логічного елемента XNOR з трьома входами, а (4.7) показує реалізацію (4.6) логічної операції плюс порогову функцію для вентиля XNOR з трьома входами

$$x_1 \otimes x_2 \otimes x_3 = (\bar{x}_1 \wedge \bar{x}_2 \wedge \bar{x}_3) \vee (\bar{x}_1 \wedge x_2 \wedge x_3) \vee (x_1 \wedge \bar{x}_2 \wedge x_3) \vee (x_1 \wedge x_2 \wedge \bar{x}_3). \quad (4.6)$$

$$y = \text{sign} \left\{ \left[ -4(x_1 \wedge x_2 \wedge x_3) - 2(x_1 \vee x_2 \vee x_3) \right] + 2 \left[ (x_1 \wedge x_2) \vee (x_1 \wedge x_3) \vee (x_2 \wedge x_3) \right] + 1 \right\}. \quad (4.7)$$

Рис. 4.6 ілюструє запропонований тривходовий вентиль XNOR на основі структури GTG. NDR<sub>0</sub> реалізує позитивний член  $2 \left[ (x_1 \wedge x_2) \vee (x_1 \wedge x_3) \vee (x_2 \wedge x_3) \right]$ , а NDR<sub>1</sub> реалізує негативний член  $-4(x_1 \wedge x_2 \wedge x_3) - 2(x_1 \vee x_2 \vee x_3)$ . Як показано на рис. 4.6,  $w_2$  призначений для настройки порогового значення, яке є від'ємним значенням для досягнення функції XNOR, порогове значення встановлено в -1.

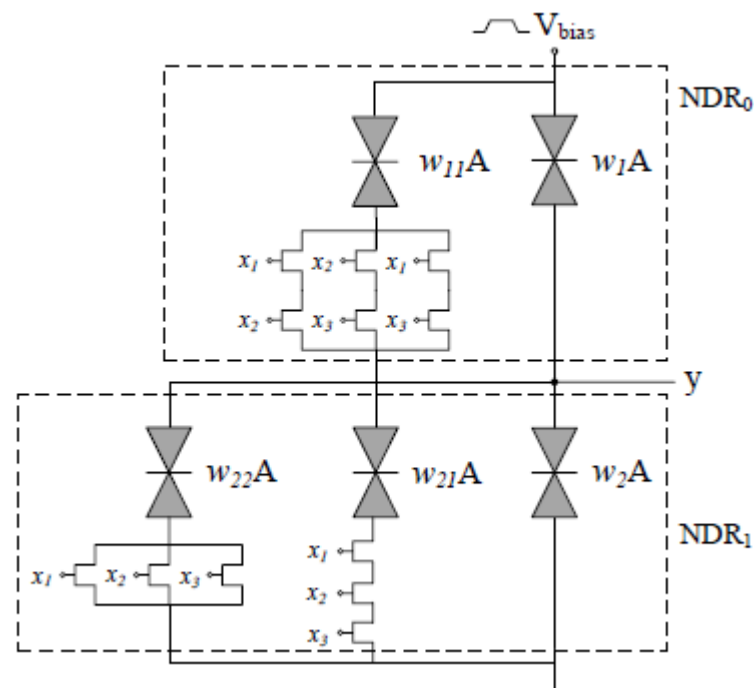


Рисунок 4.6 – Запропонована схема елемента XNOR, що використовує топологію GTG. Ця функція використовує негативне граничне значення для правильної роботи. Конструктивні характеристики наступні:  $A = 0,1 \text{ мкм}^2$ ,  $w_1 = 11$ ,  $w_{11} = 2$ ,  $w_2 = 10$ ,  $w_{21} = 4$ ,  $w_{22} = 2$  і  $V_{\text{bias}} = 0,8 \text{ В}$

Схеми на рис. 4.5 і рис. 4.6 наведені в Додатку Ж (08-36.МКР.016.00.005 ПЛ).

Схема генератора перенесення введена К. Пачей [44], див. рис. 4.7,а. Цей формувач сигналу перенесення виробляє  $C_{out}$  в одну стадію. Ми використовуємо перевагу введеного генератора перенесення для реалізації повного суматора. На рис. 4.7,б показаний блок повного суматора, який містить вентиль XOR з трьома входами і генератор перенесення. Схема генератора перенесення разом з пропонованим нами трипрохідним вентилям XOR здатна реалізувати високопродуктивний повний суматор, тому що він не має довгого критичного шляху, тобто повний суматор генерує суму і перенесення в одну стадію.

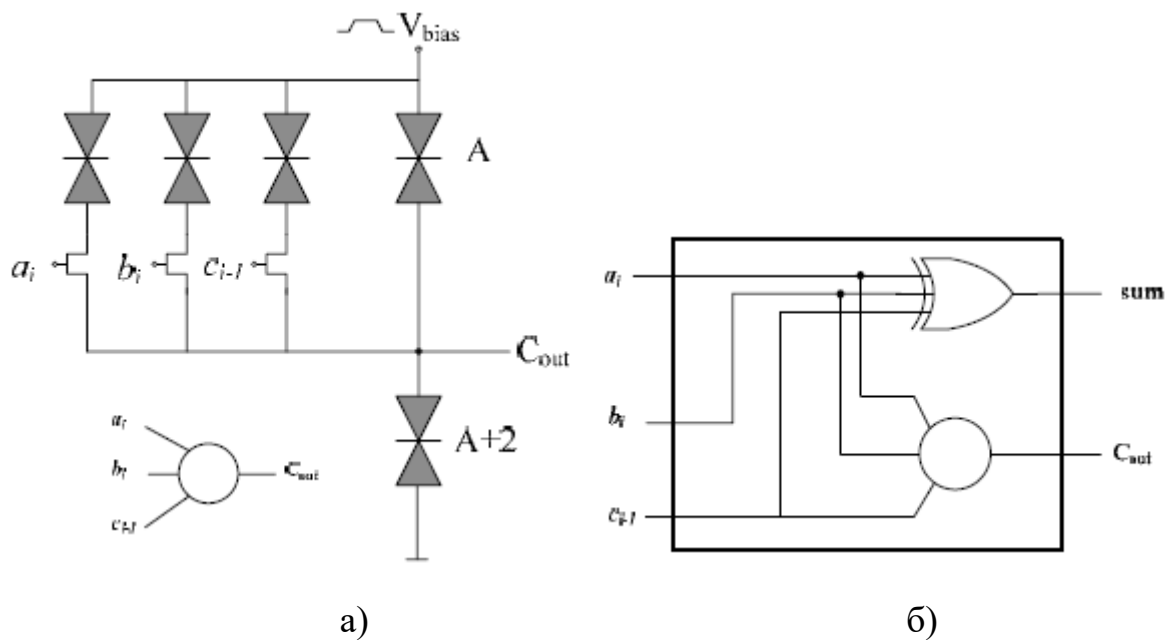


Рисунок 4.7 - Схема формувача сигналу переносу [44] (а) та повний суматор (б), що містить елемент XOR з трьома входами і формувач перенесення

На рис. 4.8(а) показаний тактовий сигнал;  $V_{bias}$ , який застосовується до схем. Рис. 8 (б), (в) і (г) зображують вісім різних наборів з трьох входів, які послідовно застосовуються до вентилів XOR і XNOR, а результати моделювання HSPICE для цих вентилів зображені на рис. 8 (д) і (е) відповідно.

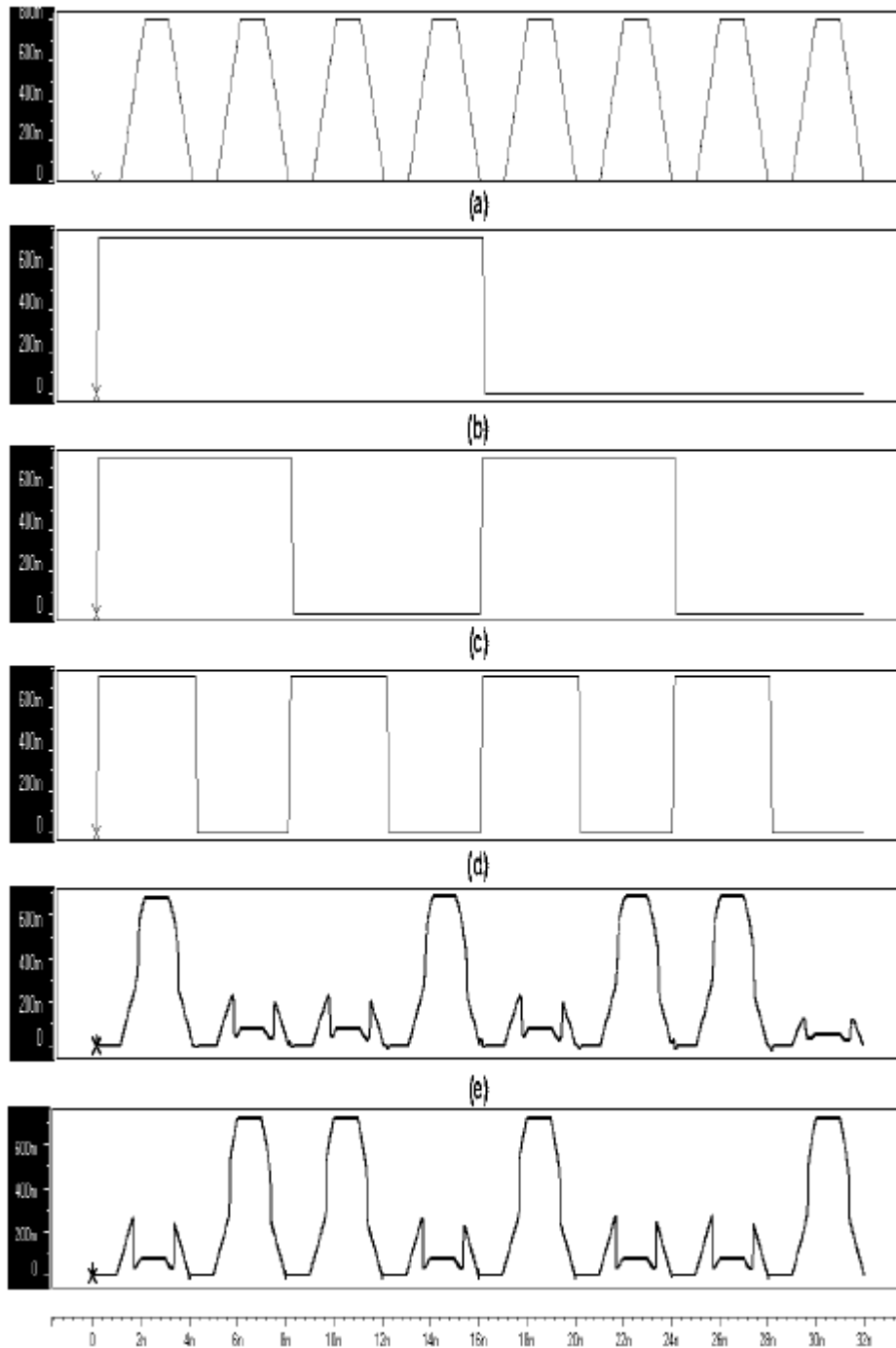


Рисунок 4.8 – Часові діаграми (а), які пояснюють роботу розроблених радіочастотних логічних пристроїв (б), (в) і (г) є вхідними сигналами, які виробляють вісім різних переходів; (д) вихід схеми входу XOR з трьома входами і (е) вихід схеми входу XNOR з трьома входами; (ж) вихідний сигнал перенесення

Для досягнення (4.5) і (4.7) і проектування нових вентилів XOR і XNOR, було додано деякі функції в стандартну топологію GTG наступним чином:

- Уперше було використано негативний поріг в схемотехніці на основі GTG для отримання функції XNOR.
- У стандартному GTG [48] усі RTD мають однакову вагу; хоча ми використовуємо різні ваги для різних RTD для отримання схем XOR і XNOR.

У порівнянні з іншими затворами XOR з трьома входами, які складаються з каскадного XOR з двома входами [44, 45], запропонований XOR має більш просту конструкцію і меншу кількість елементів. Наприклад, в попередніх проектах використовувалися два тактових генератора для отримання вихідного сигналу, але в нашому проекті потрібно тільки один тактовий сигнал. Також наш XNOR має більш просту конструкцію і менше пристроїв в порівнянні з XNOR, запропонованим в [45].

#### 4.3 Комп'ютерне схемотехнічне моделювання радіо-імпульсних логічних пристроїв на основі резонансно-тунельних діодів

Тунельні діоди (ТД) широко використовуються, наприклад, для досягнення дуже високої швидкості в широкосмугових пристроях і схемах, що виходять за рамки традиційної транзисторної технології. Резонансний тунельний діод (RTD) є особливо корисною формою тунельного діода, оскільки було показано, що RTD досягають максимальної частоти до 2,2 ТГц на відміну від 215 ГГц в звичайних транзисторах з комплементарним оксидом металу і напівпровідника (CMOS) [18]. Дуже високі швидкості перемикання дозволили використовувати їх в широкому діапазоні безпечних систем зв'язку, а також в системах радіолокації і візуалізації з високою роздільною здатністю для умов з поганою видимістю [19].

RTD використовують квантові і ідентичні легальні контакти для забезпечення аналогічних ВАХ. Він складається з двох сильно легальних матеріалів з вузькою енергетичної щільною, відповідними виконавчими органами та областю колектора. Як показано на рис. 4.9, і діаграма енергетичних зон RTD, показана на рис. 4.10. металоорганічного хімічне

осадження з парів з використанням GaAs-AlGaAs є шляхом збільшення для цього пристрою. Товщина бар'єрних шарів складає від 1,5 до 5 нм, а товщина квантових ям зазвичай становить близько 5 нм [20].

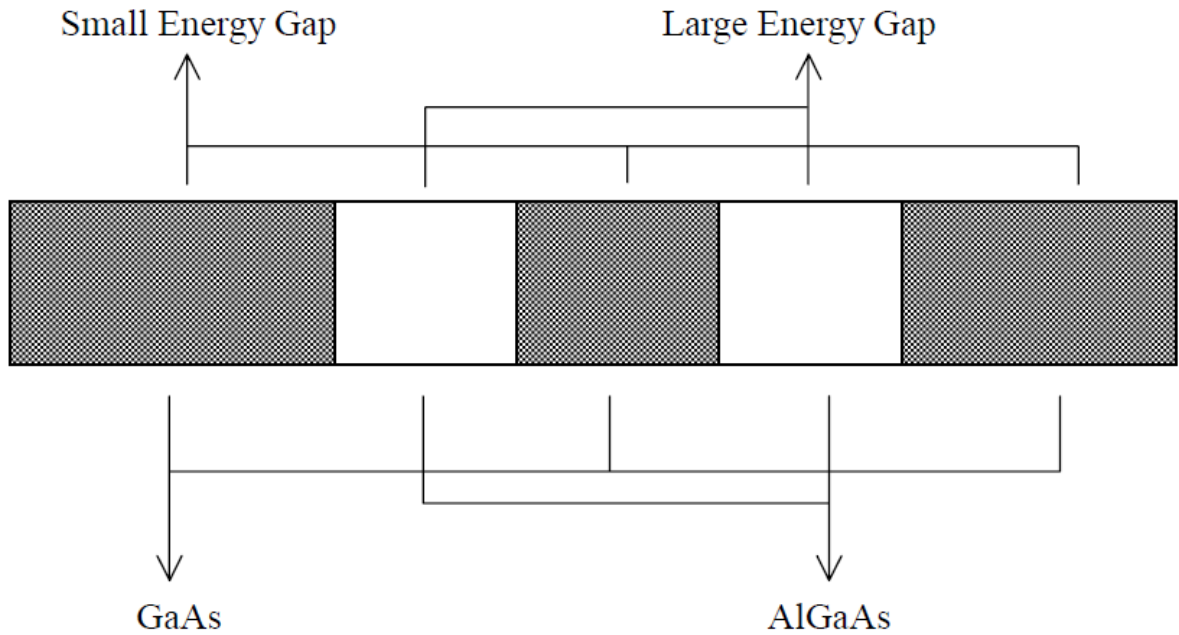


Рисунок 4.9 – Структура RTD (GaAs мають невелику заборонену зону, а AlGaAs мають велику заборонену зону)

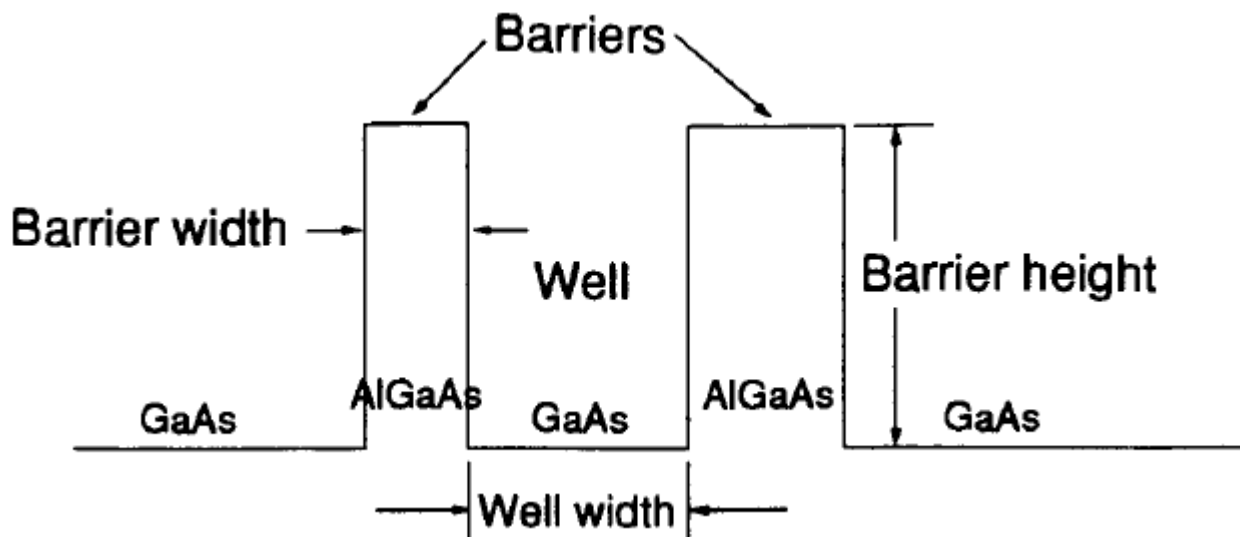


Рисунок 4.10 – Діаграма енергетичної зони RTD

Згідно з графіком на стороні емітера, струм знаходиться на максимумі в квазі-зв'язаному енергетичному стані, зазначеному сірої областю в квантовій

ямі, показаної на рис. 4.9 і рис. 4.10. Характеристика RTD V-I показана на рис. 4.11.

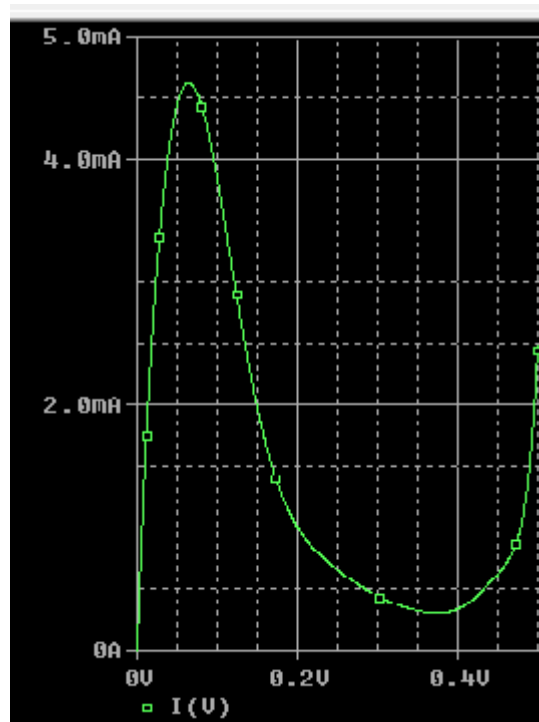


Рисунок 4.11 – Вольт-амперна характеристика RTD

Тактовий сигнал і  $V_{bias}$  застосовуються до ланцюгів і зображують різні набори з двох входів, які застосовуються до вентиля XOR, і результати моделювання HSPICE для цих вентилів зображені на рис. 4.12 і рис. 4.13. Також результати комп'ютерного схемотехнічного моделювання винесені в Додаток К (08-36.МКР.016.00.006 ПЛ).

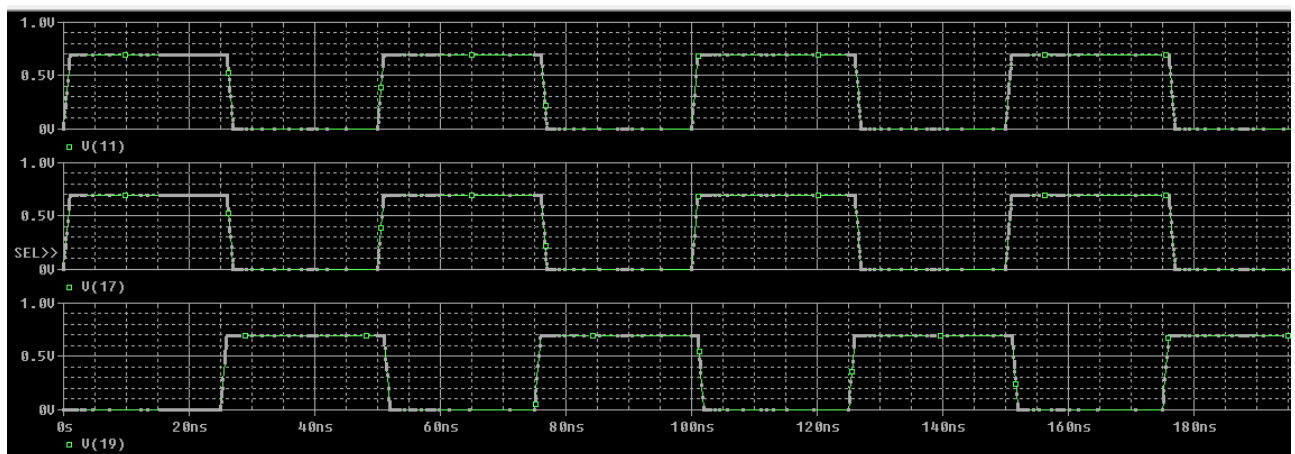


Рисунок 4.12 – Часові діаграми напруги відгуку XOR



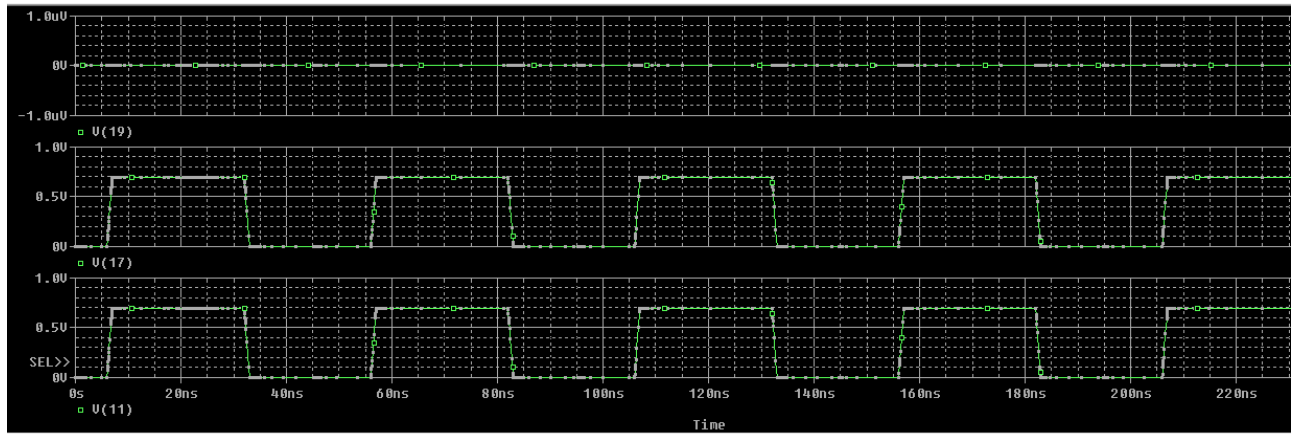


Рисунок 4.13 – Часові діаграми напруги відгуку XNOR

#### 4.4 Розроблення схеми XOR на основі резонансно-тунельного транзистора з високою рухливістю електронів

Резонансні тунельні діоди (RTD) представляють інтерес для використання в різних додатках [41, 42]. Основними причинами є те, що RTD мають область негативного диференціального опору (NDR) в своїх характеристиках вольт-ампер і в порівнянні зі звичайними пристроями, використовують їх більш високу швидкість роботи і більш низька розсіювання потужності і можливість роботи при кімнатній температурі [43], і може збільшити щільність інтеграції схеми, тому що вони зазвичай зменшують кількість пристроїв на функцію ланцюга. Крім того, резонансні тунельні діоди в поєднанні з іншими високошвидкісними трьохконтактного пристроями, такими як транзистори з високою рухливістю електронів (HEMT), можуть бути об'єднані для створення безлічі компактних і надшвидкі цифрові схеми [44, 45]. Незважаючи на те, що існує безліч спроб розширення матеріалу і структури на основі термометрів опору, існує необхідність в роботі на логічному і архітектурному рівнях, щоб повністю використовувати можливості термометрів опору. Однак Chen et al. представив резонансний тунельний транзистор з високою рухливістю електронів (RTHEMT) з новими характеристиками напруги струму [46]. RTHEMT показує майже плоский ток в долині на вихідній кривій I-V при певних напругах затвора при кімнатній температурі.

Найбільш значущою частиною множника є суматор. Вентиль XOR утворює основний будівельний блок повних суматорів, тому підвищення швидкості вентиля XOR може привести до значного збільшення швидкості всієї системи. Функція XOR широко використовується в ALU, цифрових системах шифрування [47] і схемах контролю парності [48].

Проектування нових XOR дуже важливо, тому що вони є основною частиною ALU і інших цифрових пристроїв. Різні конструкції і конструкції були представлені в літературі для воріт XOR протягом багатьох років. Більшість схем затворів XOR засновані на польових транзисторах [9-12], також є деякі затвори XOR, засновані на інших логіках [13-15]. У цьому розділі ми коротко опишемо три елементи XOR, які містять найменшу кількість компонентів. Коротко розглянуті два XOR з шістьма польовими транзисторами (введені в 1994 році), один XOR з чотирма польовими транзисторами (введені у 2000 році) і один XOR, що використовує RTD (введені 2000 року). Наскільки відомо, ці конструкції є структурами XOR з найменшою кількістю компонентів.

#### 4.4.1 Шести-транзисторний варіант схеми логічного елемента XOR

Ван і співавтори у 1994 році запропонували дві конструкції, в яких використовувалися чотири транзистора для його базової логіки і для досягнення хороших вихідних рівнів сигналу і задовільних можливостей водіння, вони каскадом збіглися зі стандартними інверторами з двома повними транзисторами (всього шість польових транзисторів) [49]. На рисунку 4.14 (а) показані перші вентиля XOR, хвостовий інвертор може поліпшити слабкий сигнал, який виходить від вузла  $n_1$ .

Рисунок 4.14 (б) показує другий дизайн. Середня затримка для схем на рис. 4.14 (а) та рис. 4.14 (б) склала 3,84 наносекунди і 1,42 наносекунди відповідно. Середня розсіює потужність становила 400 мкВт і 310 мкВт відповідно [49].

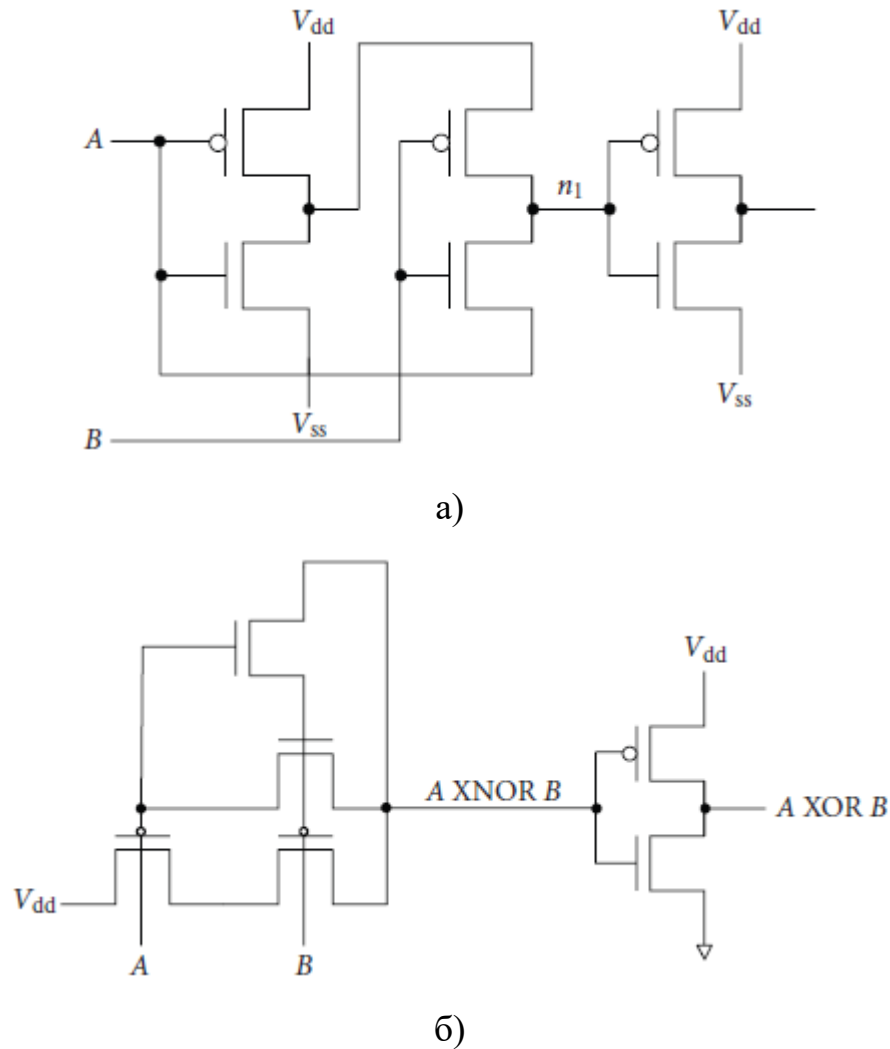


Рисунок 4.14 – Проектування схем двох різних вентилів XOR з шістьма транзисторами

#### 4.4.2 Чотирьох-транзисторний варіант схеми логічного елемента XOR

Чотирьох-транзисторний варіант схеми логічного елемента XOR був запропонований у 2000 році, є найменший XOR, який використовує тільки чотири транзистора [10] і назвав його безсилим XOR, тому що у нього немає джерела живлення (рисунок 4.15). Вони використовували його в повному суматорі [11, 12]. В оригінальній статті повідомляється, що транзистори мають довжину каналу 0,6 мкм і ширину каналу 2,4 мкм з використанням логіки 3,3 В. Задана затримка становила 350 пикосекунд, а максимальна показана частота вхідних сигналів становила 200 МГц. Більш того, затримка поширення була збільшена на 43% в порівнянні з комплементарної CMOS [10].

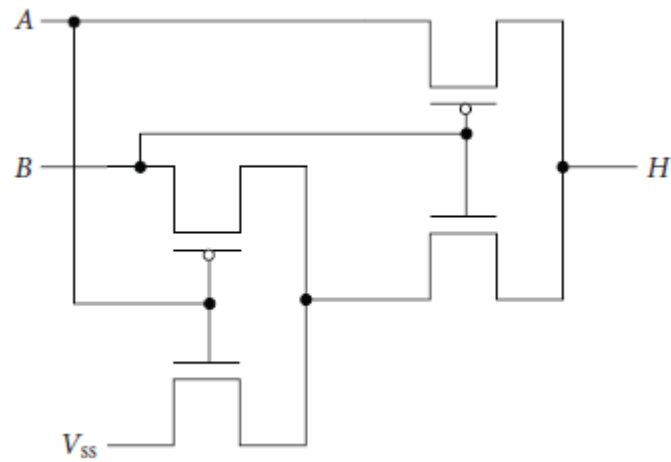


Рисунок 4.15 – Чотирьох-транзисторний варіант схеми логічного елемента XOR

#### 4.4.3 XOR на основі керованого гасіння послідовно з'єднаного пристрою негативного диференціального опору

Чен і співавт. запропонував XOR на основі керованого гасіння послідовно з'єднаного пристрою з негативним диференціальним опором (NDR) [13, 14] (рис. 4.16). При виборі різних областей для RTD пікові струми мають відношення  $IRTD1 < IRTD2 < IRTD3$ . У представленій схемі є три підсхеми, звані NDR. Всього схема включає в себе шість польових транзисторів і три термометра опору. В оригінальній статті повідомляється, що площі RTD1, RTD2 і RTD3 становлять  $2 \times 3$  мкм,  $2,2 \times 4$  мкм,  $2,2 \times 5$  мкм відповідно. Всі польові транзистори мають довжину затвора 7 мкм. Ширина затворів FET1 і FET3 становить 15 мкм, а ширина затворів FET2 і FET4 становить 5 мкм. «Коли обидва VA і VB мають логічний 0 (0 В), IP1 є найменшим, а RTD1 гаситься. В результаті на виході виходить логічна 0. Коли один з входів логічний 1 (0,5 В), а інший логічний 0, IP2 є найменшим, а RTD2 відключається. Це призводить до логіки 1 на виході. Коли обидва входи мають логічну 1, IP1 і IP2 збільшуються і обидва перевищують IP3. Таким чином, RTD3 гаситься, і вихід знову стає логічним 0» [13]. IP1, IP2 і IP3 - пікові струми кожного пристрою. Немає результатів за частотою і затримки. Був показаний тільки результат моделювання з максимальною вхідною частотою 10 кГц.

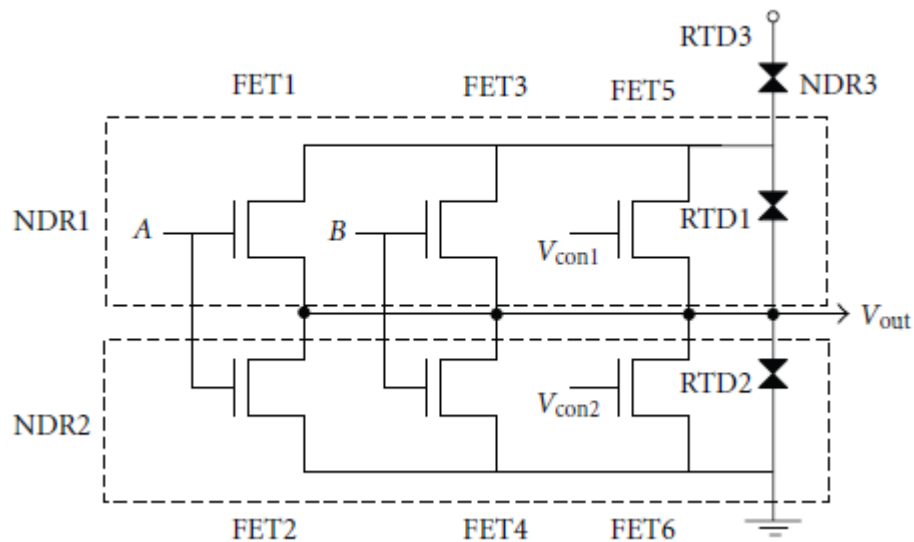
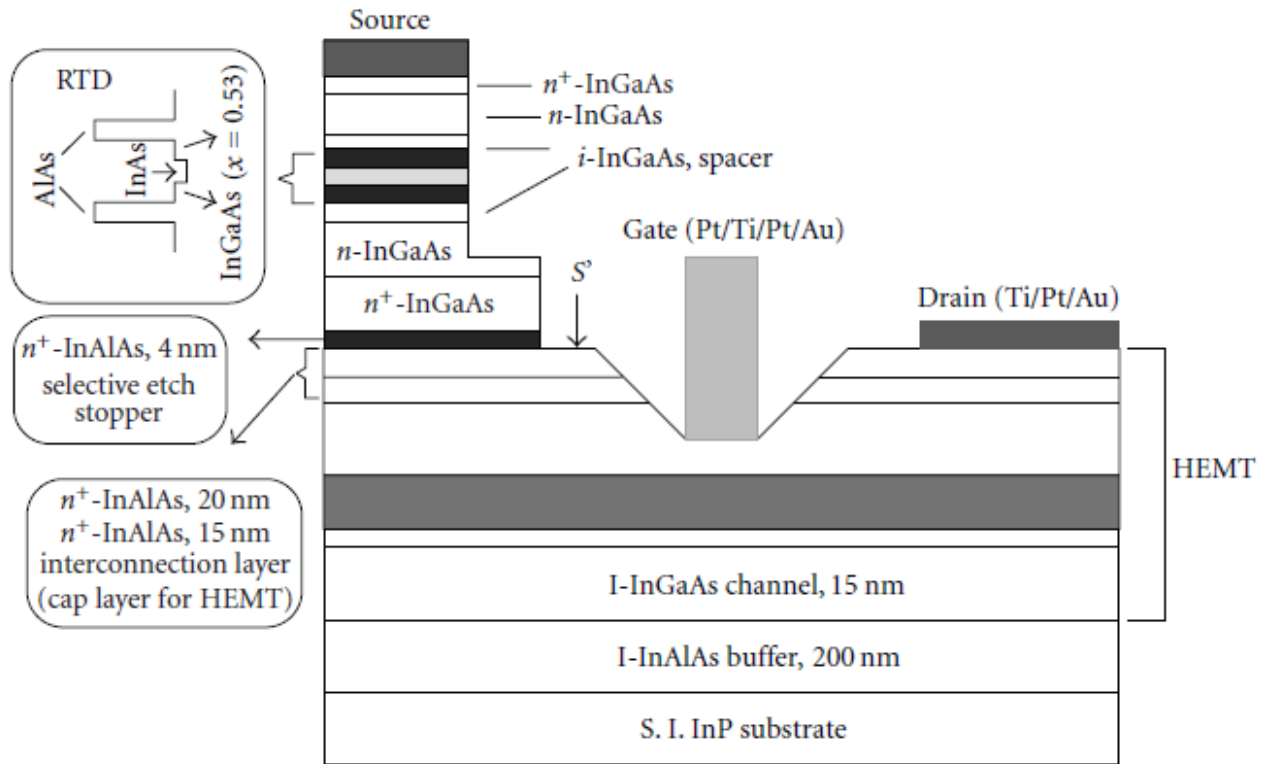


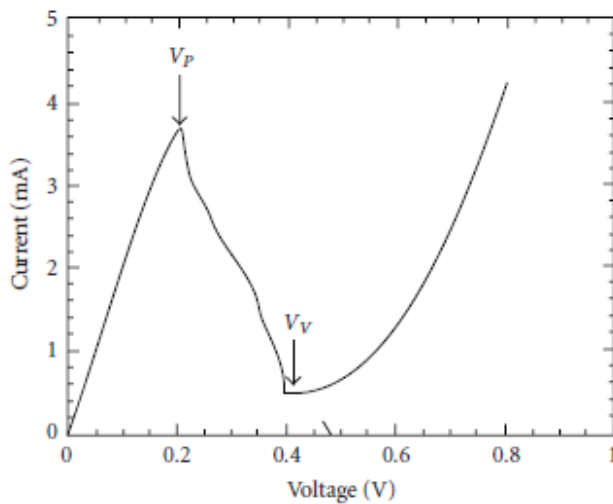
Рисунок 4.15 – Схема логічного елемента XOR на основі контрольованого гасіння серії підключених пристроїв із від’ємним диференціальним опором (NDR)

#### 4.4.4 RTHEMT і його моделювання

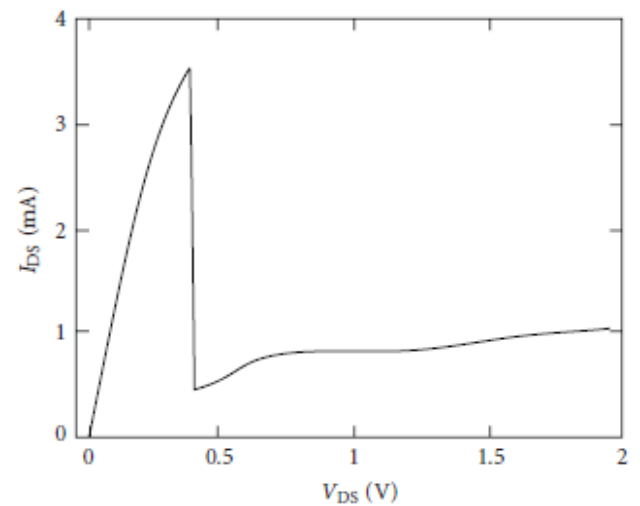
Резонансний транзистор з високою рухливістю електронів на основі InP (RTHEMT) включає псевдоморфне InGaAs/AlAs/InAs RTD в джерело транзистора з високою рухливістю електронів InGaAs / InAlAs (HEMT) [16]. Рисунок 4.16,а зображує епітаксціальні структури RTHEMT, вирощені методом молекулярно-променевої епітаксії на напівізолюючих підкладці InP. I-V-криву RTHEMT з її майже плоским струмом в долині можна пояснити наступним чином. Згідно зі схемою інтегрування [6], HEMT можна розглядати як навантаження RTD (драйвера) в RTHEMT. Крива I-V ізольованого RTD також показана на рисунку 4.16,б. Коли VDS збільшується від 0 В, лінія навантаження перетинається з кривою I-V збудника в лінійній області перед резонансом, тому RTD служить лінійним резистором, і  $I_{DS}$  продовжує збільшуватися, поки не буде досягнуто піковий струм. При подальшому збільшенні VDS лінія навантаження перетинається тільки з кривою I-V драйвера в долині. Тому RTD перемикається з піку в долину. Рисунок 4.16,в ілюструє криву  $I_{DS}$  проти VDS для RTHEMT.



a)



б)



в)

Рисунок 4.16 - Епітаксціальні структури RTHEMT (а), Ізольована крива RTD I-V (б) і Характеристика RTHEMT I-V (в). Як повідомлялося в оригінальній статті, RTD має відношення  $R/V$  величиною  $8/1$  при кімнатній температурі, з піковим напругою  $0,2$  В і напругою відсікання  $0,4$  В. Пікова щільність струму складає  $62 \text{ кА/см}^2$

Щоб використовувати пристрій RTHEMT для аналізу і моделювання необхідних ланцюгів, необхідна модель SPICE. Як обговорювалося в

літературі, є дві основні категорії для моделювання схем RTD: фізичні моделі і нефізическі моделі [17] або макромоделі. Хоча засновані на фізиці моделі точні, вони повинні вирішувати складні рівняння, тому вони забирають багато часу. У цій статті ми використовували нову нефізичну модель, використовуючи спеціальні елементи в SPICE. Моделюючи RTNEMT в SPICE, час виконання моделювання зменшується, а також розробники схем можуть представляти нові і складні схеми без проблем з тривалим часом роботи. Далі представлена схема SPICE для RTNEMT. Ця схема містить два розділи: один розділ для NEMT і інший для RTD. NEMT моделюється з використанням моделі SPICE рівня 3 для польового транзистора [18] і шляхом підгонки його параметрів відповідно до обраної технологією і з експериментальними значеннями, наведеними в оригінальній статті [19], хоча модель RTD має більше деталей.

Як показано на рис. 4.17,а, провідність RTD моделюється з використанням GTABLE, а його ємність моделюється з використанням частин GPOLY, ETABLE, R і C [19]. ETABLE містить Q-V характеристику RTD. Схема RC використовується в якості дифференціатора і буде генерувати напругу, пропорційне току ємності RTD. Нарешті, GPOLY використовується для створення струму. Ця структура може моделювати довільну нелінійну ємність. Струм витоку FET ( $I_{DS}$ ) в залежності від напруги затвора-джерела ( $V_{GS}$ ) для різних напруг джерела живлення ( $V_{DS}$ ) показаний на рис. 4.17,б. Цей рисунок допомагає краще зрозуміти функціональність пристрою, а також спосіб створення майже плоскої улоговини з струмом, майже рівним мінімальному струму RTD. Псевдопараболіческа частинна характеристичних і лінійних ліній польового транзистора на рис. 4.17,б зображує область насичення і лінійну область відповідно. На цьому рисунку також показано характеристика RTD (від точки  $V_{gg}$  і в якості навантаження для входу FET). Отже, цей графік задовольняє двом умовам підсхеми: (i)  $V_{gg} = V_{GS} + V_{RTD}$  і (ii)  $I_{DS} = I_{RTD}$ . Згідно з цим малюнком можна зробити висновок, що якщо крива RTD має тільки одне перетин з частиною другого порядку кривої FET (область насичення), то в області мінімального негативного диференціального опору (NDR) плоский струм дорівнює мінімальному струму RTD.

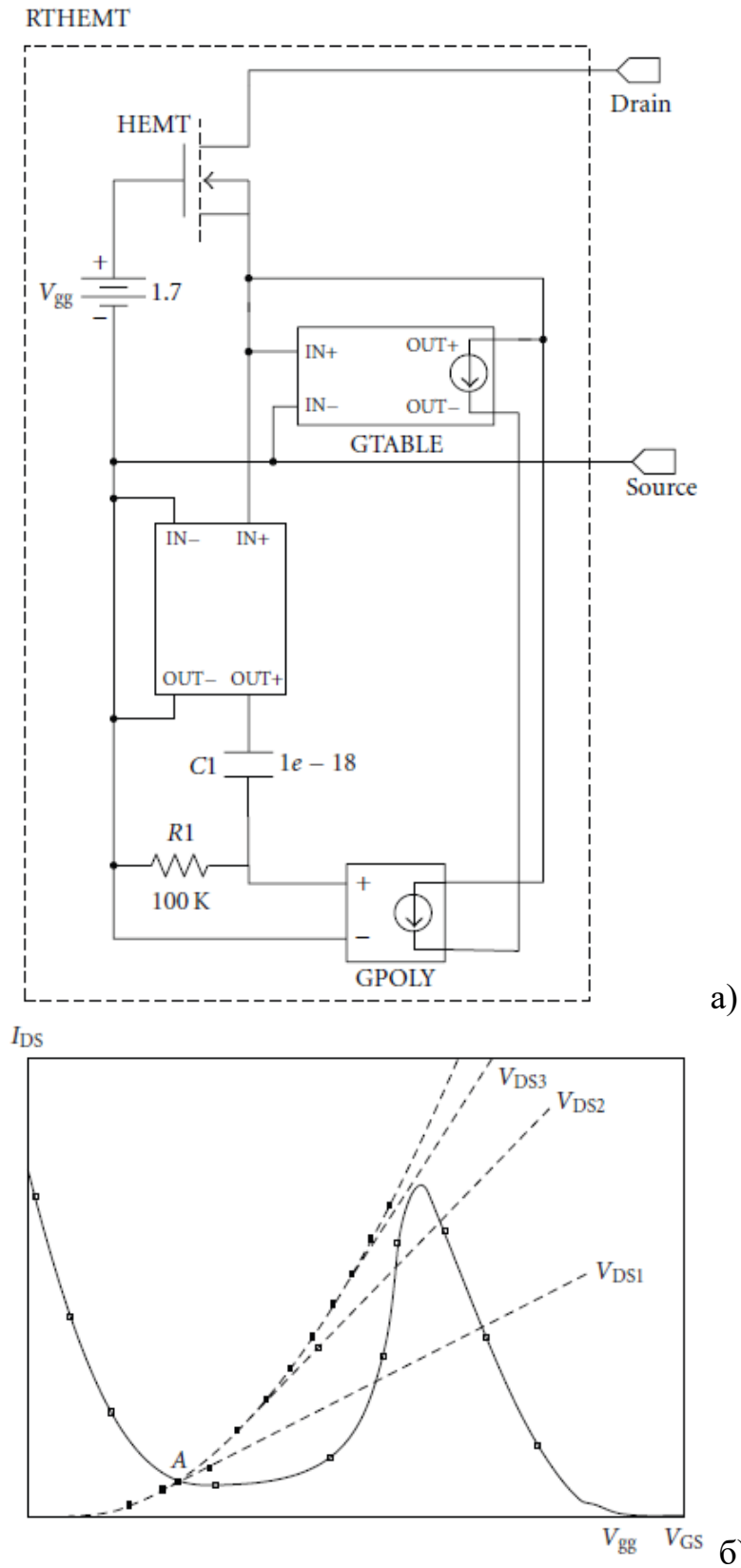


Рисунок 4.17 – Схема внутрішньої будови моделі RTHEMT (а). Характеристики НЕМТ: рівень = 2,  $V_{TO} = 0,2$ ,  $K_p = 260E-6$ ,  $\gamma = 2$  і  $\lambda = 0,08$ . Характеристики RTD: відношення P/V дорівнює 8:1 при кімнатній температурі, пікова щільність струму складає  $62 \text{ кА} / \text{см}^2$ , а площа дорівнює  $0,145 \text{ мкм}^2$ . (б) Суцільні і пунктирні лінії показують RTD і FET I-V характеристику відповідно. При певних значеннях  $V_{gg}$  крива RTD перетинається з кривою FET насичення тільки в одній точці (точка А), що призводить до плоского струму



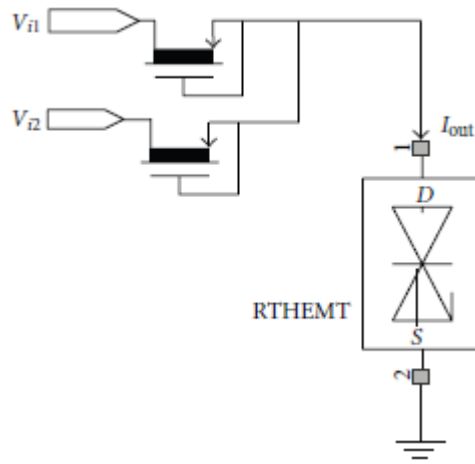


Рисунок 4.17 – Новий XOR-вхід з двома входами, заснований на RTNEMT.  
 Характерні особливості RTNEMT такі ж, як на рисунку 4.17,а, і характеристика  
 FET: Модель SPICE рівня = 3 SPICE з  $K_p = 406E-6$  і  $V_{TO} = -1,6$  В

#### 4.4.5 Результати імітаційного дослідження

Результати імітаційного дослідження були отримані в пакеті програм моделювання електричних схем PSPICE та наведені на рис. 4.18 –рис. 4.21 із детальними поясненнями в підписах під рисунками.

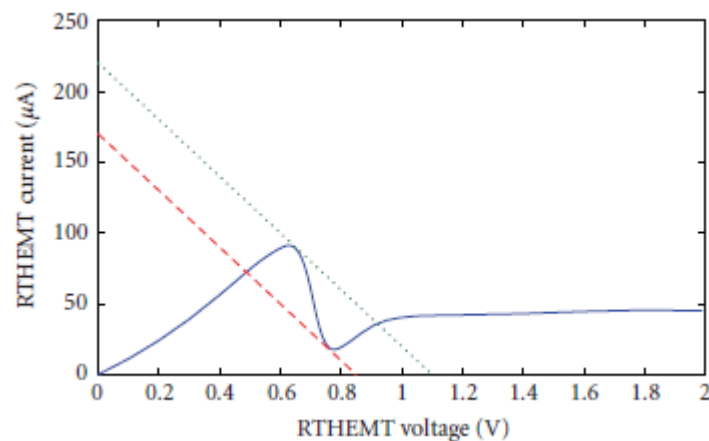


Рисунок 4.18 – ВАХ пристрою із навантажувальними прямими: суцільна лінія показує нові характеристики RTNEMT (з використанням технології 90 нм), а дві інші лінії показують дві лінії навантаження з нахилом  $1/2,5$  кОм, які стосуються мінімуму і максимуму кривої RTNEMT. Лінії завантаження між рядками А і В призводять до втрати даних з пам'яті і є неприпустимими

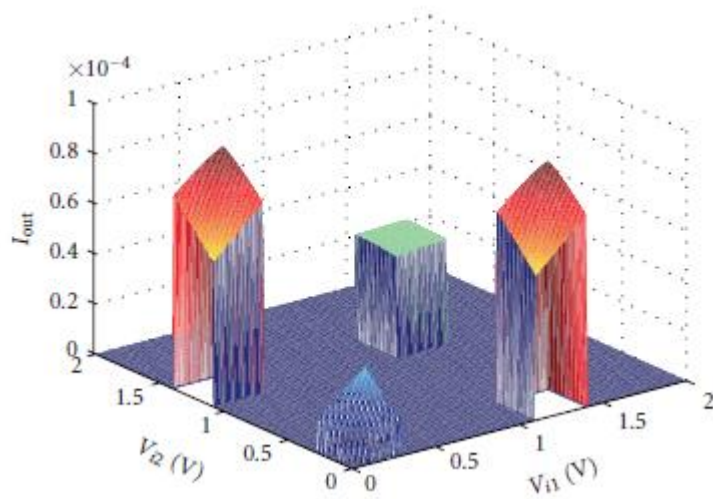
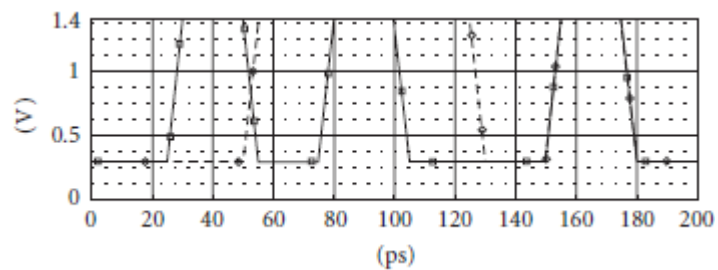
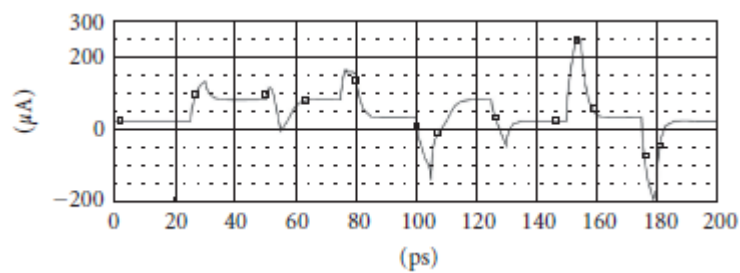


Рисунок 4.19 – Вихідний струм затвора (вертикальна вісь) як функція двох вхідних напруг  $V_{i1}$  і  $V_{i2}$  (дві горизонтальні осі) показує допустимі діапазони і

ПОЛЯ

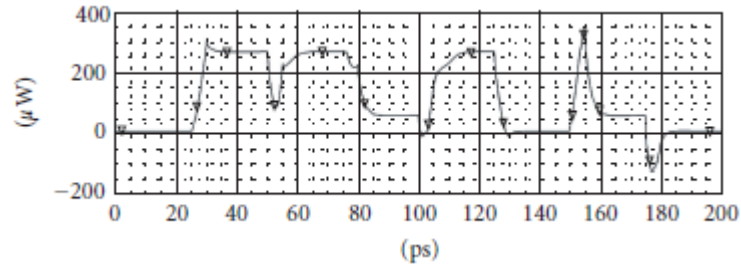


а)

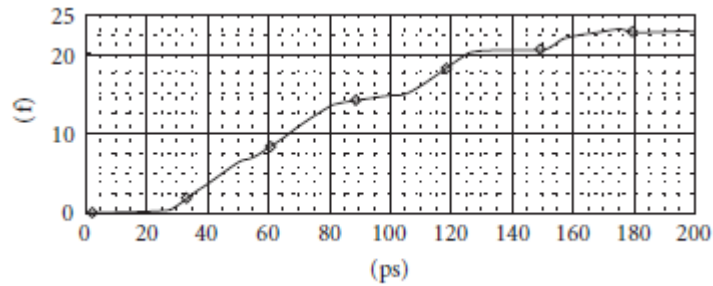


б)

Рисунок 4.20 – Сім різних переходів вхідної напруги (а) і форма хвилі результату моделювання на виході в струмовому режимі з ємнісним навантаженням у 1 фФ (б)



а)



б)

Рисунок 4.21 – Підсумовування потужності джерел в колі, включаючи генератори вхідних сигналів і джерела зміщення з  $C_L = 1$  фФ (а); інтеграл загальної, тобто статичної та динамічної, споживаної потужності для потужності джерел (б). Вхідні сигнали такі ж, як на рисунку 4.21(а)

#### 4.5 Висновки до розділу

У роботі вперше представлена нова схема затвора XOR з двома входами і нова схема затвора XOR з двома входами на основі узагальненого порогового затвора (GTG). Виконано моделювання для всієї комбінації входів і отримані результати. Конструкції RTD можуть запропонувати зниження кількості компонентів до 40% в порівнянні з еквівалентним сімейством логіки CMOS. Через порогову логіку стиль дизайну, який дозволяє підвищити низький рівень при паралельності обчислення множини вхідних сигналів перевага схем RTD зростає при порівнянні еквівалентних областей схеми. Основна причина полягає в тому, що конструкція порогової логіки виключає послідовне з'єднання транзисторів в XOR-подібних конфігураціях затворів. Через довгих послідовних з'єднань р-MOSFET в КМОП-пристроях значне збільшення площі споживання.

## 5 ЕКОНОМІЧНА ЧАСТИНА

5.1 Аналіз комерційного потенціалу розробки (технологічний аудит розробки) логічних радіо-імпульсних пристроїв на основі резонансно-тунельних напівпровідникових структур із від'ємним диференційним опором

5.1.1 Визначення рівня комерційного потенціалу розробки логічних радіо-імпульсних пристроїв на основі резонансно-тунельних напівпровідникових структур із від'ємним диференційним опором

Метою проведення технологічного аудиту є оцінювання комерційного потенціалу розробки логічних радіо-імпульсних пристроїв на основі резонансно-тунельних напівпровідникових структур із від'ємним диференційним опором, створеної в результаті науково-технічної діяльності. В результаті оцінювання можна буде зробити висновок щодо напрямів (особливостей) організації подальшого її впровадження з врахуванням встановленого рейтингу.

Для проведення технологічного аудиту залучимо 3-х незалежних експертів. У нашому випадку такими експертами будуть керівник магістерської роботи та провідні викладачі випускової та споріднених кафедр.

Оцінювання комерційного потенціалу розробки логічних радіо-імпульсних пристроїв на основі резонансно-тунельних напівпровідникових структур із від'ємним диференційним опором будемо здійснювати за 12-ю критеріями згідно рекомендацій.

Результати оцінювання комерційного потенціалу розробки логічних радіо-імпульсних пристроїв на основі резонансно-тунельних напівпровідникових структур із від'ємним диференційним опором заносимо до табл. 5.1.

Таблиця 5.1 – Результати оцінювання комерційного успіху розробки логічних радіо-імпульсних пристроїв на основі резонансно-тунельних напівпровідникових структур із від’ємним диференційним опором

Критерії	Експерти		
	д.т.н., професор Семенов А.О.	д.т.н., професор Осадчук О.В.	к.т.н., доцент Гаврілов Д.В.
	Бали, виставлені експертами		
1	3	2	3
2	4	3	3
3	2	3	2
4	3	3	3
5	3	2	3
6	4	3	4
7	3	3	3
8	3	4	3
9	3	3	3
10	4	4	3
11	4	4	3
12	3	3	2
Сума балів	39	37	35
Середньоарифметична сума балів, СБ	37		

За даними табл. 5.1 робимо висновок щодо рівня комерційного потенціалу розробки логічних радіо-імпульсних пристроїв на основі резонансно-тунельних напівпровідникових структур із від’ємним диференційним опором. При цьому користуємося рекомендаціями, наведеними в табл. 5.2.

Таблиця 51.2 – Рівні комерційного потенціалу розробки

Середньоарифметична сума балів, розрахована на основі висновків експертів	Рівень комерційного потенціалу розробки
0 – 10	Низький
11 – 20	Нижче середнього
21 – 30	Середній
31 – 40	Вище середнього
41 – 50	Високий

Таким чином, робимо висновок, щодо рівня комерційного потенціалу нашої розробки логічних радіо-імпульсних пристроїв на основі резонансно-тунельних напівпровідникових структур із від'ємним диференціальним опором – вище середнього.

5.1.2 Визначення рівня якості розробки логічних радіо-імпульсних пристроїв на основі резонансно-тунельних напівпровідникових структур із від'ємним диференціальним опором

Оцінювання рівня якості розробки логічних радіо-імпульсних пристроїв на основі резонансно-тунельних напівпровідникових структур із від'ємним диференціальним опором проводиться з метою порівняльного аналізу і визначення найбільш ефективного, з технічної точки зору, варіанта інженерного рішення.

Рівень якості – це кількісна характеристика міри придатності певного виду продукції для задоволення конкретного попиту на неї при порівнянні з відповідними базовими показниками за фіксованих умов споживання.

Абсолютний рівень якості розробки логічних радіо-імпульсних пристроїв на основі резонансно-тунельних напівпровідникових структур із від'ємним диференціальним опором знаходимо обчисленням вибраних для її вимірювання показників, не порівнюючи їх із відповідними показниками аналогічних виробів. Для цього необхідно визначити зміст основних функцій, які повинні реалізувати розробка, вимоги замовника до неї, а також умови, які характеризують експлуатацію, визначають основні параметри, які будуть використані для розрахунку коефіцієнта технічного рівня виробу. Система параметрів, прийнята до розрахунків, повинна достатньо повно характеризувати споживчі властивості інноваційного товару (його призначення, надійність, економічне використання ресурсів, стандартизація тощо).

Далі визначаємо величину параметрів якості в балах та встановлюємо граничні його значення (кращі, гірші, середні). Всі ці дані для кожного параметра заносимо в табл. 5.3.

Таблиця 5.3 – Основні параметри логічних радіо-імпульсних пристроїв на основі резонансно-тунельних напівпровідникових структур із від’ємним диференційним опором

Параметри	Абсолютне значення параметра			Коефіцієнт вагомості параметра
	Краще +5...+4	Середнє +3	Гірше +1...+2	
Діапазон частот	4			0,1
Вихідна потужність			2	0,1
Температурна стабільність частоти		3		0,6
Діапазон робочих температур	4			0,05
Напруга живлення		3		0,05
Струм живлення		3		0,05
Тип каналу		3		0,05

Із врахуванням коефіцієнтів вагомості відповідних параметрів можна визначити абсолютний рівень якості інноваційного рішення за формулою:

$$K_{\text{я.а.}} = \sum_{i=1}^n P_{\text{ні}} \cdot a_i, \quad (5.1)$$

де  $P_{\text{ні}}$  – числове значення  $i$ -го параметра інноваційного рішення,

$n$  – кількість параметрів інноваційного рішення, що прийняті для оцінювання,

$a_i$  – коефіцієнт вагомості відповідного параметра (сума коефіцієнтів вагомості всіх параметрів повинна дорівнювати 1).

Отже, абсолютний рівень якості логічних радіо-імпульсних пристроїв на основі резонансно-тунельних напівпровідникових структур із від’ємним диференційним опором становитиме – 3,05 бали.

Одночасно визначаємо відносний рівень якості логічних радіо-імпульсних пристроїв на основі резонансно-тунельних напівпровідникових структур із від’ємним диференційним опором, що виробляється (проекується),

порівнюючи її показники з абсолютними показниками якості найліпших вітчизняних та зарубіжних аналогів (товарів-конкурентів) (табл. 5.4).

Таблиця 5.4 – Основні параметри логічних радіо-імпульсних пристроїв на основі резонансно-тунельних напівпровідникових структур із від’ємним диференційним опором та товару-конкурента

Параметри	Варіанти		Відносний показник якості	Коефіцієнт вагомості параметра
	Базовий (конкурент)	Новий		
Діапазон частот, ГГц	25...38	70..73	1,92	0,1
Вихідна потужність, мВт	10...50	3..25	0,5	0,1
Температурна стабільність частоти, $1/^\circ\text{C} \times 10^{-6}$	30...50	100	2,0	0,6
Діапазон робочих температур, $^\circ\text{C}$	-50...+50	-50.. +50	1	0,05
Напруга живлення, В	9...12	2,5...3,5	3,4	0,05
Струм живлення, А	1,5	0,015	100	0,05
Тип каналу	Хвилевід	Хвилевід	1,0	0,05

Відносний рівень якості логічних радіо-імпульсних пристроїв на основі резонансно-тунельних напівпровідникових структур із від’ємним диференційним опором визначаємо за формулою:

$$K_{\text{я.в.}} = \sum_{i=1}^n q_i \cdot a_i, \quad (5.2)$$

За розрахунками відносний рівень якості логічних радіо-імпульсних пристроїв на основі резонансно-тунельних напівпровідникових структур із від’ємним диференційним опором становитиме – 6,7. Це означає, що наша розробка краща за якістю в 6,7 разів від товару-аналога.



5.1.3 Визначення конкурентоспроможності розробки логічних радіо-імпульсних пристроїв на основі резонансно-тунельних напівпровідникових структур із від'ємним диференційним опором

У найширшому розумінні конкурентоспроможність товару – це можливість його успішного продажу на певному ринку і в певний проміжок часу. Водночас конкурентоспроможною можна вважати лише однорідну продукцію з технічними параметрами і техніко-економічними показниками, що ідентичні аналогічним показникам уже проданого товару. Для того, щоб високоякісний товар був одночасно і конкурентоспроможним, він має відповідати критеріям оцінювання споживачів конкретного ринку в конкретний час.

Дані для розрахунку загального показника конкурентоспроможності розробки необхідно занести до табл. 5.5.

Загальний показник конкурентоспроможності розробки (К) з урахуванням вищезазначених груп показників визначаємо за формулою:

$$K = \frac{I_{т.п.}}{I_{е.п.}} = \frac{6,7}{0,95} = 7, \quad (5.3)$$

де  $I_{т.п.}$  – індекс технічних параметрів (відносний рівень якості інноваційного рішення);

$I_{е.п.}$  – індекс економічних параметрів.

$$I_{е. п.} = \frac{P_{Hei}}{P_{Bei}} = \frac{10500}{11000} = 0,95, \quad (5.4)$$

де  $P_{Hei}$ ,  $P_{Bei}$  – економічні параметри (ціна придбання та споживання товару) відповідно нового та базового товарів.

Таблиця 5.5 – Нормативні, технічні та економічні параметри логічних радіо-імпульсних пристроїв на основі резонансно-тунельних напівпровідникових структур із від’ємним диференційним опором і товару-конкурента

Параметри	Варіанти		Відносний показник якості	Коефіцієнт вагомості параметра
	Базовий (конкурент)	Новий		
Діапазон частот, ГГц	25...38	70..73	1,92	0,1
Вихідна потужність, мВт	10...50	3..25	0,5	0,1
Температурна стабільність частоти, $1/^\circ\text{C} \times 10^{-6}$	30...50	100	2,0	0,6
Діапазон робочих температур, $^\circ\text{C}$	-50...+50	-50.. +50	1	0,05
Напруга живлення, В	9...12	2,5...3,5	3,4	0,05
Струм живлення, А	1,5	0,015	100	0,05
Тип каналу	Хвилевід	Хвилевід	1,0	0,05
Ціна за продукт, тис. грн.	11000	10500	0,95	-

Згідно розрахунків загальний показник конкурентоспроможності – 7. Це означає, що наша розробка логічних радіо-імпульсних пристроїв на основі резонансно-тунельних напівпровідникових структур із від’ємним диференційним опором більш конкурентна в 7 конкурентніша від товару-аналога.

## 5.2 Прогнозування витрат на виконання науково-дослідної, дослідно-конструкторської та конструкторсько-технологічної роботи

### 5.2.1 Розрахунок витрат, що стосуються виконавців розробки логічних радіо-імпульсних пристроїв на основі резонансно-тунельних напівпровідникових структур із від'ємним диференціальним опором

Основна заробітна плата кожного із розробників (дослідників)  $Z_0$ , якщо вони працюють в наукових установах бюджетної сфери:

$$Z_0 = \frac{M}{T_p} \cdot t, \quad (5.5)$$

де  $M$  – місячний посадовий оклад конкретного розробника (інженера, дослідника, науковця тощо), грн. У 2019 році величини окладів (разом з встановленими доплатами і надбавками) рекомендується брати в межах (5000...10000) грн. за місяць;

$T_p$  – число робочих днів в місяці; приблизно  $T_p = (21...23)$  дні;

$t$  – число робочих днів роботи розробника (дослідника).

Зроблені розрахунки зводимо до табл.5.6.

Таблиця 5.6 – Заробітна плата розробників

Посада	Місячний посадовий оклад, грн.	Оплата за робочий день, грн.	Число днів роботи	Витрати на заробітну плату, грн.
Керівник	9000	410	5	2050
Інженер-конструктор	4700	214	5	1070
Консультанти	4700	214	5	1070
Всього:				4190

Основна заробітна плата робітників  $Z_p$ , якщо вони беруть участь у виконанні даного етапу роботи і виконують роботи за робочими професіями у

випадку, коли вони працюють в наукових установах бюджетної сфери, розраховується за формулою:

$$Зр = \sum_{i=1}^n t_i \cdot C_i, \quad (5.6)$$

де  $t_i$  – норма часу (трудомісткість) на виконання конкретної роботи, годин;

$n$  – число робіт по видах та розрядах;

$C_i$  – погодинна тарифна ставка робітника відповідного розряду, який виконує дану роботу.  $C_i$  визначається за формулою:

$$C_i = \frac{M_m \cdot K_i}{T_r \cdot T_{zm}}, \quad (5.7)$$

де  $M_m$  – розмір мінімальної заробітної плати за місяць, грн.; в 2019 році мінімальна заробітна плата становить – 4173 грн.,

$K_i$  – тарифний коефіцієнт робітника відповідного розряду,

$T_r$  – число робочих днів в місяці; приблизно  $T_r = 21 \dots 23$  дні;

$T_{zm}$  – тривалість зміни, зазвичай  $T_{zm} = 8$  годин.

Величина чинних тарифних коефіцієнтів робітників відповідних розрядів для бюджетної сфери наведена в таблиці:

Розряд	1	2	3	4	5	6	7	8
$K_i$	1,00	1,09	1,18	1,27	1,36	1,45	1,54	1,64

Додаткова заробітна плата  $Зд$  всіх розробників та робітників, які брали участь у виконанні даного етапу роботи, розраховується як (10...12)% від суми основної заробітної плати всіх розробників та робітників, тобто:

$$Зд = 0,1 \cdot (Зр + Зо) = 0,1 \cdot (4190 + 85,4) = 427,5 \text{ грн.} \quad (5.8)$$

Нарахування на заробітну плату  $Нзп$  розробників та робітників, які брали участь у виконанні даного етапу роботи, розраховуються за формулою:

$$\begin{aligned} \text{Нзп} &= 0,22 \cdot (\text{Зр} + \text{Зо} + \text{Зд}) = 0,22 \cdot (4190 + 85,4 + 427,5) = \\ &= 1035 \text{ грн.} \end{aligned} \quad (5.9)$$

де  $\text{Zo}$  – основна заробітна плата розробників, грн.;

$\text{Зр}$  – основна заробітна плата робітників, грн.;

$\text{Зд}$  – додаткова заробітна плата всіх розробників та робітників, грн.;

$\beta$  – ставка єдиного внеску на загальнообов'язкове державне соціальне страхування, % (приймаємо для 1-го класу професійності ризику 22%).

Таблиця 5.7 – Заробітна плата робітників

Найменування робіт	Трудомісткість, н-год.	Розряд роботи	Погодинна тарифна ставка	Тариф. коеф.	Величина, грн.
Заготівельні	0,4	1	24	1	9,6
Штампувальні	0,2	3	28	1,18	15,6
Слюсарно-механічні	0,3	3	28	1,18	8,4
Токарні	0,2	4	30	1,27	6
Фрезерні	0,3	4	30	1,27	9
Складальні	0,3	5	32	1,36	9,6
Регулювальні	0,5	6	34	1,45	17
Досліджувані	0,3	6	34	1,45	10,2
Всього					85,4

Амортизація обладнання, комп'ютерів та приміщень А, які використовувались під час (чи для) виконання даного етапу роботи.

Дані відрахування розраховують по кожному виду обладнання, приміщенням тощо.

У спрощеному вигляді амортизаційні відрахування А в цілому бути розраховані за формулою:

$$A = \frac{Ц \cdot \text{На}}{100} \cdot \frac{T}{12}$$

де Ц – загальна балансова вартість всього обладнання, комп'ютерів, приміщень тощо, що використовувались для виконання даного етапу роботи, грн.;

На – річна норма амортизаційних відрахувань. Для нашого випадку можна прийняти, що  $Na = (10...25)\%$ ;

T – термін, використання обладнання, приміщень тощо, місяці.

Таблиця 5.8 - Амортизаційні відрахування

Найменування	Ціна, грн.	Норма амортизації, %	Термін використання, м.	Сума амортизації
Генератор НВЧ	17000	20	2	567
Осцилограф	5000	10	2	83
Аналізатор спектру	29000	20	1	483
Всього	1133			

Витрати на матеріали М, що були використані під час виконання даного етапу роботи, розраховуються за формулою:

$$M = \sum_1^n Ni \cdot Ci \cdot Ki, \text{ грн}$$

де  $Ni$  – кількість матеріалу і-го виду, шт.;

$Ci$  – ціна матеріалу і-го виду, грн.;

$Ki$  – коефіцієнт транспортних витрат,  $Ki = (1,1...1,15)$ ;

n – кількість видів матеріалів.

Витрати на комплектуючі К, що були використані під час виконання даного етапу роботи, розраховуються за формулою:

$$K = \sum_1^n Ni \cdot Ci \cdot Ki, \text{ грн}$$

де  $Ni$  – кількість комплектуючих і-го виду, шт.;

$Ci$  – ціна комплектуючих і-го виду, грн.;

$Ki$  – коефіцієнт транспортних витрат,  $Ki = (1,1...1,15)$ ;

n – кількість видів комплектуючих.

Таблиця 5.9 - Матеріали, що використані на розробку

Найменування матеріалу	Ціна за одиницю, грн.	Витрачено	Вартість, грн.
Флюс каніфоль	200	0,002	4
Мідь МБ	300	0,1	30
Фторопласт Ф-4	225	0,01	22,5
Латунь ЛС 59-1	120	0,2	34
Припой ПОС-60	625	0,01	6,25
Припой ПСр-55	785	0,01	7,85
Резонансно-тунельний діод	90	1	90
Варактор	75	1	75
Гвинт М3х10	0,5	2	1
Гвинт М3х20	0,5	4	2
Роз'єм СРГ50-751ФВ	12,5	2	25
Хвилевід	1250	0,25	312,5
Всього, з урахуванням коефіцієнта транспортних витрат	671		

Таблиця 5.10 - Комплектуючі, що використані на розробку

Найменування матеріалу	Ціна за одиницю, грн.	Витрачено	Вартість, грн.
Корпус	48	1	48
Кнопкова панель	3	1	3
Гвинти	1,5	8	12
Роз'єми	4,8	4	19,2
Трансформатор	53	1	53
Радіатор	24	4	96
Діоди	8	4	32
Конденсатори	1,15	18	20,7
Резистори постійні	0,4	28	11,2
Резистори змінні	2,3	8	18,4
Вставка плавка	2,0	1	2
Вилка	3,5	1	3,5
Всього, з урахуванням транспортних витрат	351		

Витрати на силову електроенергію  $Ve$ , якщо ця стаття має суттєве значення для виконання даного етапу роботи, розраховуються за формулою:

$$Ve = V \cdot П \cdot \Phi \cdot Kп, \text{ грн}$$

де  $V$  – вартість 1 кВт-год. електроенергії, в 2019 р.  $V \approx 8,45$  грн./кВт;

$П$  – установлена потужність обладнання, кВт;

$\Phi$  – фактична кількість годин роботи обладнання, годин,

$Kп$  – коефіцієнт використання потужності;  $Kп < 1$ .

Потужність обладнання складає – 1,2 кВт.

Кількість годин роботи складає – 5000 годин.

Коефіцієнт викор. потужності -0,9.

$Ve=45630$  грн.

Інші витрати  $V_{ін}$  охоплюють: витрати на управління організацією, оплата службових відряджень, витрати на утримання, ремонт та експлуатацію основних засобів, витрати на опалення, освітлення, водопостачання, охорону праці тощо.

Інші витрати  $I_{в}$  можна прийняти як (100...300)% від суми основної заробітної плати розробників та робітників, які були виконували дану роботу, тобто:

$$I_{в} = 1,8 \cdot (Z_{о} + Z_{р}) = 1,8 \cdot (4190 + 85,4) = 7696 \text{ грн.} \quad (5.6)$$

Сума всіх попередніх статей витрат дає витрати на виконання даної частини (розділу, етапу) роботи –  $V$ .

$$V = 60219 \text{ грн.}$$



5.2.2 Розрахунок загальних витрат на розробку логічних радіо-імпульсних пристроїв на основі резонансно-тунельних напівпровідникових структур із від'ємним диференційним опором

Загальна вартість всієї наукової роботи визначається за Взаг формулою:

$$\text{Взаг} = \frac{I_{\text{в}}}{\alpha} = \frac{7696}{0,6} = 12827 \text{ грн,} \quad (5.10)$$

де  $\alpha$  – частка витрат, які безпосередньо здійснює виконавець даного етапу роботи, у відн. одиницях.

5.2.3 Прогнозування витрат на виконання та впровадження логічних радіо-імпульсних пристроїв на основі резонансно-тунельних напівпровідникових структур із від'ємним диференційним опором

Прогнозування загальних витрат ЗВ на виконання та впровадження логічних радіо-імпульсних пристроїв на основі резонансно-тунельних напівпровідникових структур із від'ємним диференційним опором здійснюється за формулою:

$$\text{ЗВ} = \frac{\text{Взаг}}{\beta} = \frac{12827}{0,5} = 25653 \text{ грн,} \quad (5.11)$$

де  $\beta$  – коефіцієнт, який характеризує етап (стадію) виконання даної роботи.

Так, якщо розробка знаходиться: на стадії науково-дослідних робіт, то  $\beta \approx 0,1$ ; на стадії технічного проектування, то  $\beta \approx 0,2$ ; на стадії розробки конструкторської документації, то  $\beta \approx 0,3$ ; на стадії розробки технологій, то  $\beta \approx 0,4$ ; на стадії розробки дослідного зразка, то  $\beta \approx 0,5$ ; на стадії розробки промислового зразка,  $\beta \approx 0,7$ ; на стадії впровадження, то  $\beta \approx 0,9$ .

### 5.3 Прогнозування комерційних ефектів від реалізації логічних радіо-імпульсних пристроїв на основі резонансно-тунельних напівпровідникових структур із від’ємним диференційним опором

З метою прогнозування комерційних ефектів від реалізації логічних радіо-імпульсних пристроїв на основі резонансно-тунельних напівпровідникових структур із від’ємним диференційним опором складемо таблицю вихідних показників, за рахунок яких і відбудуватиметься отримання комерційного ефекту.

Таблиця 5.11 – Вихідні дані для прогнозування комерційного ефекту від реалізації логічних радіо-імпульсних пристроїв на основі резонансно-тунельних напівпровідникових структур із від’ємним диференційним опором

Рік реалізації розробки	1	2	3
Кількість од. реалізації, шт.	200	500	700

Величина зростання ціни реалізації логічних радіо-імпульсних пристроїв на основі резонансно-тунельних напівпровідникових структур із від’ємним диференційним опором, грн. – 500 грн.

Кількість продукції, що випускалась до впровадження логічних радіо-імпульсних пристроїв на основі резонансно-тунельних напівпровідникових структур із від’ємним диференційним опором – 350 шт.

Збільшення чистого прибутку підприємства  $\Pi_i$  для кожного із років, протягом яких очікується отримання позитивних результатів від впровадження розробки, розраховується за формулою:

$$\Delta \Pi_i = \sum_1^n (\Delta \text{Ц}0 \cdot N + \text{Ц}0 \cdot \Delta N)_i \cdot \rho \cdot \gamma \cdot \left(1 - \frac{\nu}{100}\right) \quad (5.12)$$

де  $\Delta \Pi_0$  – покращення основного оціночного показника від впровадження результатів розробки у даному році. Зазвичай таким показником може бути ціна одиниці нової розробки;

$N$  – основний кількісний показник, який визначає діяльність підприємства у даному році до впровадження результатів наукової розробки;

$\Delta N$  – покращення основного кількісного показника діяльності підприємства від впровадження результатів розробки;

$\Pi_0$  – основний оціночний показник, який визначає діяльність підприємства у даному році після впровадження результатів наукової розробки;

$n$  – кількість років, протягом яких очікується отримання позитивних результатів від впровадження розробки;

$\lambda$  – коефіцієнт, який враховує сплату податку на додану вартість. У 2018 р. ставка податку на додану вартість дорівнює 20%, а коефіцієнт – 0,8333. З 2014 року ставка податку на додану вартість встановлена на рівні 17%, а коефіцієнт – 0,8547;

$\rho$  – коефіцієнт, який враховує рентабельність продукту. Рекомендується приймати – 0,2...0,3;

$\nu$  – ставка податку на прибуток. У 2018 році – 21%, у 2013 році – 19%, а з 2014 року – 16%.

Збільшення чистого прибутку підприємства  $\Pi_1$  протягом першого року складе:

$$\Delta\Pi_1=8437 \text{ грн.}$$

Збільшення чистого прибутку підприємства  $\Pi_1$  протягом другого року (відносно базового року, тобто року до впровадження результатів наукової розробки) складе:

$$\Delta\Pi_2=41874 \text{ грн.}$$

Збільшення чистого прибутку підприємства протягом третього року (відносно базового року, тобто року до впровадження результатів наукової розробки) складе:

$$\Delta\Pi_3=62967 \text{ грн.}$$

#### 5.4 Розрахунок ефективності вкладених інвестицій та період їх окупності

5.4.1 Визначення абсолютної ефективності вкладених інвестицій у розробку логічних радіо-імпульсних пристроїв на основі резонансно-тунельних напівпровідникових структур із від'ємним диференціальним опором

Для цього користуються формулою:

$$E_{абс} = (ПП - PV), \quad (5.13)$$

де ПП – приведена вартість всіх чистих прибутків, що їх отримає підприємство (організація) від реалізації результатів наукової розробки, грн.;

PV – теперішня вартість інвестицій  $PV = ZB$ , грн.

У свою чергу, приведена вартість всіх чистих прибутків ПП розраховується за формулою:

$$ПП = \sum_1^{\tau} \frac{\Delta\Pi_i}{(1+\tau)^i} \quad (5.14)$$

де  $\Delta\Pi_i$  – збільшення чистого прибутку у кожному із років, протягом яких виявляються результати виконаної та впровадженої НДДКР, грн.;

$\tau$  – період часу, протягом якого виявляються результати впровадженої НДДКР, роки;

$\tau$  – ставка дисконтування, за яку можна взяти щорічний прогнозований рівень інфляції в країні; для України цей показник знаходиться на рівні 0,1;

$t$  – період часу (в роках) від моменту отримання чистого прибутку до точки „0”.

$$ПП = 67298 \text{ грн.},$$

$$E_{абс} = 67298 - 25653 = 41645 \text{ грн.}$$

Оскільки  $E_{абс} > 0$ , то результат від проведення наукових досліджень та їх впровадження принесе прибуток, але це також ще не свідчить про те, що інвестор буде зацікавлений у фінансуванні розробки логічних радіо-імпульсних пристроїв на основі резонансно-тунельних напівпровідникових структур із від'ємним диференціальним опором.

5.4.2 Розрахунок відносної ефективності вкладених коштів в НДДКР логічних радіо-імпульсних пристроїв на основі резонансно-тунельних напівпровідникових структур із від'ємним диференціальним опором

Для цього користуються формулою:

$$E_B = \sqrt[T]{1 + \frac{E_{абс}}{PV}} - 1 \quad (5.15)$$

де  $E_{абс}$  – абсолютна ефективність вкладених інвестицій, грн.;

$PV$  – теперішня вартість інвестицій  $PV = ZB$ , грн.;

$T$  – життєвий цикл наукової розробки, роки.

$$E_B = 0,4$$

Далі, розрахована величина  $E_B$  порівнюється з мінімальною (бар'єрною) ставкою дисконтування, що дорівнює:

$$\tau = d + f, \quad (5.16)$$

де  $d$  – середньозважена ставка за депозитними операціями в комерційних банках; в 2018 році в Україні  $d = (0,14...0,2)$ ;

$f$  – показник, що характеризує ризикованість вкладень; зазвичай, величина  $f = (0,05...0,1)$ , але може бути і значно більше.

$$E_B = 0,4 \geq \tau = 0,2 + 0,1 = 0,3.$$

Оскільки величина  $E_B > \tau_{\text{мін}}$ , то інвестор може бути зацікавлений у фінансуванні даної наукової розробки.

5.4.3 Розрахунок терміну окупності коштів, вкладених в наукову розробку логічних радіо-імпульсних пристроїв на основі резонансно-тунельних напівпровідникових структур із від'ємним диференційним опором

Термін окупності вкладених у реалізацію наукового проекту інвестицій Ток можна розрахувати за формулою:

$$\text{Ток} = \frac{1}{E_B} = \frac{1}{0,4} = 2,5 \text{ роки.} \quad (5.17)$$

Оскільки  $\text{Ток} < 3 \dots 5$ -ти років, то фінансування даної наукової розробки логічних радіо-імпульсних пристроїв на основі резонансно-тунельних напівпровідникових структур із від'ємним диференційним опором є доцільним.

## 6 ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ

Промислова безпека, яку вивчає охорона праці, має велике значення для трудової діяльності, оскільки якраз вона контролює фізичний стан працівника, що не може не відображатись на його здоров'ї, житті та продуктивності праці в тому числі і у сфері радіотехніки.

У цьому розділі проводиться аналіз небезпечних, шкідливих [51] та уражаючих для людини і навколишнього середовища факторів, які утворюються при проведенні дослідження логічних радіо-імпульсних пристроїв на основі резонансно-тунельних напівпровідникових структур із від'ємним диференційним опором. В ньому розглядаються, в тому числі, технічні рішення з виробничої санітарії та гігієни праці, визначення товщини суцільного екрану для захисту від магнітної складової ЕМВ, технічні рішення з промислової та пожежної безпеки при проведенні дослідження, безпека в надзвичайних ситуаціях.

### 6.1 Технічні рішення з виробничої санітарії та гігієни праці

#### 6.1.1 Склад повітря робочої зони та мікроклімат

Вибираємо для приміщення для проведення дослідження логічних радіо-імпульсних пристроїв на основі резонансно-тунельних напівпровідникових структур із від'ємним диференційним опором, категорію важкості робіт за фізичним навантаженням – легка Іб.

Згідно із [52] допустимі показники температури, відносної вологості та швидкості руху повітря у робочій зоні для холодного та теплого періодів року наведені у табл.6.1.

При опроміненні менше 25% поверхні тіла працівника, допустима інтенсивність теплового опромінення складає  $100 \text{ Вт/м}^2$ .

Повітря робочої зони не повинно містити шкідливих речовин з концентраціями вище гранично допустимих концентрацій (ГДК) в повітрі

робочої зони та підлягає систематичному контролю з метою запобігання можливості перевищення ГДК, значення яких для роботи з ЕОМ наведено в табл. 6.2.

При використанні ЕОМ джерелом забруднення повітря є також іонізація молекул речовин, що знаходяться у повітрі. Рівні позитивних та негативних іонів повинні відповідати [54] і наведені у табл. 6.3.

Таблиця 6.1 – Допустимі показники мікроклімату в приміщенні

Період року	Категорія робіт	Температура повітря, °С для робочих місць		Відносна вологість повітря, %	Швидкість руху повітря, м/с
		постійних	непостійних		
Холодний	Іб	20-24	17-25	75	≤0,2
Теплий		21-28	19-30	60 при 27°С	0,1-0,3

Таблиця 6.2 – Гранично допустимі концентрації шкідливих речовин [54]

Назва шкідливої речовини	ГДК, мг/м <sup>3</sup>	Агрегатний стан	Клас небезпеки
Озон	0,1	Пара	4
Оксиди азоту	5	Пара	2
Пил	4	Аерозоль	2

Таблиця 6.3 – Кількість іонів у 1 см<sup>3</sup> повітря приміщення при роботі на ЕОМ

Рівні	Мінімально необхідні	Оптимальні	Максимально допустимі
додатній	400	1500-3000	50000
від'ємний	600	3000-5000	50000

З метою встановлення нормованих показників мікроклімату і складу повітря робочої зони передбачено такі заходи:

1) в приміщенні має бути встановлена система опалення для холодного і кондиціонування для теплого періодів року;



2) застосування вентиляції, яка видаляє забруднення або нагріте повітря з приміщення, а також за допомогою неї контролюється швидкість руху повітря і вологість.

### 6.1.2 Виробниче освітлення

З метою створення гігієнічних раціональних умов на робочих місцях великі вимоги висуваються щодо якісних та кількісних показників освітлення.

З погляду задач зорової роботи в приміщенні, в якому проводиться робота з дослідження логічних радіо-імпульсних пристроїв на основі резонансно-тунельних напівпровідникових структур із від'ємним диференціальним опором, згідно [53] визначаємо, що вони відносяться до IV розряду зорових робіт. Приймаємо контраст об'єкта з фоном – великий, а характеристику фону – середню, яким відповідає підрозряд г.

Нормативні значення коефіцієнта природного освітлення (КПО) і мінімальні значення освітленості при штучному освітленні наведені в табл. 6.4.

Таблиця 6.4 – Нормовані значення КПО та мінімальні освітленості при штучному освітленні

Характеристика зорової роботи	Найменший розмір об'єкта розрізнення, мм	Розряд зорової роботи	Підрозряд зорової роботи	Контраст об'єкта розрізнення з фоном	Характеристика фону	Освітленість для штучного освітлення, лк			КПО для бокового освітлення, %	
						комбіноване		загальне	Природного	Суміщеного
						всього	у т. ч. від загального			
Середньої точності	0,5-1	IV	г	великий	середній	300	150	150	1,5	0,9

Оскільки приміщення розташоване у м. Вінниця (друга група забезпеченості природним світлом), а світлові проїми розташовані за азимутом 225°, то для таких обставин КЕО розраховується за виразом [53, 54]

$$e_N = e_H m_N [\%], \quad (6.1)$$

де  $e_n$  – табличне значення КЕО для бокового освітлення, %;

$m_N$  – коефіцієнт світлового клімату;

$N$  – номер групи забезпеченості природним світлом.

За відомими значеннями отримаємо нормовані значення КПО для бокового та суміщеного освітлення:

$$e_{N,6} = 1,5 \cdot 0,85 = 1,28 (\%);$$

$$e_{N,c} = 0,9 \cdot 0,85 = 0,77 (\%).$$

Для встановлення нормативних значень показників освітлення запропоновано такі заходи:

1) за недостатнього природного освітлення у світлий час доби доповнення штучним за допомогою газорозрядних ламп з утворенням системи суміщеного освітлення;

2) використання штучного освітлення в темний час доби.

### 6.1.3 Виробничі віброакустичні коливання

Зважаючи на те, що при експлуатації пристроїв крім усього іншого обладнання застосовується устаткування, робота якого супроводжується шумом та вібрацією, потрібно передбачити шумовий та вібраційний захист.

Встановлено, що приміщення, де проводиться робота з дослідження логічних радіо-імпульсних пристроїв на основі резонансно-тунельних напівпровідникових структур із від'ємним диференційним опором може мати робочі місця із шумом та вібрацією, що створюється вентиляторами блоку живлення ЕОМ і кулерами мікропроцесора, відеоадаптера.

З метою попередження травмування працівників від дії шуму він підлягає нормуванню. Основним нормативом стосовно виробничого шуму, діючим на території нашої країни, є [55], у відповідності з яким нормовані рівні звукового тиску, рівні звуку та еквівалентні рівні шуму на робочих місцях у виробничих

приміщеннях не мають перевищувати значень, що наведено у табл. 6.5. Норми виробничих вібрацій наведені в табл. 6.6 для локальної вібрації.

Таблиця 6.5 – Нормовані рівні шуму і еквівалентні рівні звуку

Рівні звукового тиску в дБ в октавних полосах із середньо-геометричними частотами, Гц									Рівні звуку та еквівалентні рівні звуку, дБА
31,5	63	125	250	500	1000	2000	4000	8000	
86	71	61	54	49	45	42	40	38	50

Таблиця 6.6 – Нормовані рівні віброприскорення [56]

Гранично допустимі рівні віброприскорення, дБ, в октавних полосах із середньо-геометричними частотами, Гц								Коректовані рівні віброприскорення, дБА
8	16	31,5	63	125	250	500	1000	
73	73	79	85	91	97	103	109	76

Для покращення віброакустичного клімату в приміщенні передбачено такі заходи:

- 1) оздоблення стін спеціальними перфорованими плитами, панелями з метою шумопоглинання;
- 2) контроль рівня шуму та вібрації не менше 1 разу на рік.

#### 6.1.4 Виробничі випромінювання

Аналіз умов праці показав, що приміщення, де проводиться робота з дослідження може містити електромагнітні випромінювання.

Гранично допустимі рівні електромагнітних полів наведені в табл.6.7.

З метою забезпечення захисту і досягнення нормованих рівнів випромінювань потрібно використовувати екранування робочого місця і скорочення часу опромінення за рахунок перерв на відпочинок.

Таблиця 6.7 – Гранично допустимі значення електромагнітних полів на робочих місцях згідно [64]

Параметри та одиниці вимірювання	Граничні значення в діапазонах частот					
	1-10 кГц	10-60 кГц	0,06-3 МГц	3-30 МГц	30-50 МГц	50-300 МГц
Е <sub>Гд</sub> , В/м	1000	700	500	300	80	
ЕН <sub>ЕГд</sub> , (В/м) <sup>2</sup> ·год	120000	40000	20000	7000	800	
Н <sub>Гд</sub> , А/м	75	57	50	–	3,0	–
ЕН <sub>НГд</sub> , (А/м) <sup>2</sup> ·год	675	390	200	–	0,72	–

Визначимо товщину суцільного алюмінієвого екрану для захисту від магнітної складової електромагнітного випромінювання, якщо частота поля  $f = 175$  кГц, число витків котушки  $n = 3000$  шт., а її радіус  $r = 0,09$  м, сила струму в котушці  $I = 7,5$  А, відстань від джерела до робочого місця  $X = 0,35$  м.

Товщина екрану  $\delta$  від магнітної складової електромагнітного випромінювання у випадку використання суцільного екрану може бути визначена за формулою

$$\delta = \frac{65L}{\sqrt{f\mu\gamma}} \text{ [мм]}, \quad (6.2)$$

де  $L$  – ефективність екранування від магнітної складової електромагнітного випромінювання, дБ;

$f$  – частота електромагнітного поля, Гц;

$\mu$  – магнітна проникність металу захисного екрану, Г/м;

$\gamma$  – електрична провідність металу екрану, (Ом·м)<sup>-1</sup>.

Ефективність екранування від магнітної складової електромагнітного випромінювання розраховується за формулою

$$L = 20 \lg \frac{H_{\phi}}{H_{ГД}} \text{ [дБ]}, \quad (6.3)$$

де  $H_{\phi}$  – фактична напруженість магнітного поля, А/м;

$H_{ГД}$  – гранично допустима напруженість магнітного поля, А/м.

Фактична напруженість магнітного поля визначається за допомогою виразу

$$H_{\phi} = \frac{nIr^2}{4X^2} \beta_m \text{ [А/м]}, \quad (6.4)$$

де  $n$  – число витків котушки, шт.;

$I$  – сила струму в котушці, А;

$r$  – радіус котушки, м;

$X$  – відстань від джерела до робочого місця, м;

$\beta_m$  – коефіцієнт, що визначається співвідношенням  $X / r$ .

Для  $X / r = 0,35 / 0,09 = 3,8889 < 10$   $\beta_m = 1$ .

Для діапазону частот 30...300 кГц  $H_{ГД} = 50$  А/м.

У випадку використання алюмінієвого екрану  $\mu = 4\pi \cdot 10^{-7}$  Г/м,  
 $\gamma = 3,54 \cdot 10^7$  (Ом·м)<sup>-1</sup>.

Після підстановки відомих значень у формули (5.4, 5.3, 5.2), отримаємо:

$$H_{\phi} = \frac{3000 \cdot 7,5 \cdot 0,09^2}{4 \cdot 0,35^2} 1 = 371,9388 \text{ (А/м)};$$

$$L = 20 \lg \frac{371,9388}{50} = 11,8361 \text{ (дБ)};$$

$$\delta = \frac{65 \cdot 11,8361}{\sqrt{175 \cdot 10^3 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 3,54 \cdot 10^7}} = 0,27581 \text{ (мм)}.$$

## 6.2 Промислова та пожежна безпека при проведенні дослідження

На теперішньому етапі розвитку техніки, автоматизації розробок та досліджень широкого використання на робочому місці набули ЕОМ. Наявність великої кількості прикладних програм сприяє тому, що ЕОМ є основним робочим інструментом інженера в галузі радіотехніки.

### 6.2.1 Безпека щодо організації робочих місць

Оснащені відеодисплейним терміналом робочі місця зобов'язані розташовуватись на відстані не менше ніж 1,5 м від стіни з віконними прорізами, від інших стін – на відстані 1 м, між собою на відстані не менше ніж 1,5 м. У випадку розміщення робочих місць потрібно виключити можливість прямого засвічування екрану джерелом природного освітлення. Робоче місце раціонально розміщати так, щоб природне світло падало на нього збоку, переважно з лівого [57]. Поверхня екрана повинна знаходитись на віддалі 0,4-0,7 м від органів зору користувача. Висота робочої поверхні столу під час виконання роботи сидячи повинна регулюватися у діапазоні 0,68-0,8 м. Робочий стіл повинен мати простір для ніг висотою не менше 0,6 м, шириною не менше ніж 0,5 м, глибиною на рівні колін не менше 0,45 м та на рівні витягнутої ноги не менше як 0,65 м [58].

### 6.2.2 Електробезпека

Основними причинами ураження електричним струмом в цьому приміщенні можуть бути: робота під напругою при ремонтних роботах, несправність устаткування, випадкове торкання до струмоведучих частин або металевих частин, які опинилися під напругою. У відповідності до [59] дане приміщення відноситься до приміщень з підвищеною небезпекою ураження електричним струмом в наслідок наявності значної (понад 75 %) вологості. Тому безпека експлуатації електрообладнання має забезпечуватись комплексом

заходів, що передбачають застосування ізоляції струмовідних частин, захисного заземлення, захисних блокувань та ін [60].

### 6.2.3 Пожежна безпека

Згідно [61] приміщення, в якому проводиться робота з дослідження логічних радіо-імпульсних пристроїв на основі резонансно-тунельних напівпровідникових структур із від'ємним диференційним опором, відноситься до категорії пожежної небезпеки Б. Дане приміщення відноситься до 2-го ступеня вогнестійкості, в якому приміщення знаходяться в будівлі з несучими та огорожувальними конструкціями з природних або штучних кам'яних матеріалів, бетону, залізобетону із застосуванням листових і плитних негорючих матеріалів. Мінімальні межі вогнестійкості конструкцій приміщення, що розглядається наведені в табл. 6.8. В табл. 6.9 приведено протипожежні норми проектування будівель і споруд.

Таблиця 6.8 – Значення мінімальних меж вогнестійкості приміщення [61]

Ступінь вогнестійкості будівлі	Стіни				Колони	Східчасті майданчики	Плити та інші несучі конструкції	Елементи покриття	
	Несучі та східчасті клітки	Самонесучі	Зовнішні несучі	Перегородки				Плити, прогони	Балки, ферми
2	REI 120	REI 60	E 15	EI 15	R 120	R 60	REI 45	REI 15	R 30
	M0	M0	M0	M0	M0	M0	M0	M0	M0

Примітка. R – втрати несучої здатності; E – втрати цілісності; I – втрати теплоізолювальної спроможності; M – показник здатності будівельної конструкції поширювати вогонь (межа поширення вогню); M0 – межа поширення вогню дорівнює 0 см; M1 –  $M \leq 25$  см – для горизонтальних конструкцій;  $M \leq 40$  см – для вертикальних і похилих конструкцій; M2 –  $M > 25$  см – для горизонтальних конструкцій;  $M > 40$  см – для вертикальних і похилих конструкцій, nn – не нормується.

Таблиця 6.9 – Протипожежні норми проектування будівель і споруд [63]

Об'єм приміщення, тис. м <sup>3</sup>	Категорія пожежної безпеки	Ступінь вогнестійкості	Відстань, м, для щільності людського потоку в загальному проході, осіб/м <sup>2</sup>			Кількість людей на 1 м ширини евакуиходу	Відстань між будівлями та спорудами, м, для ступеня їх вогнестійкості			Найбільша кількість поверхів	Максимально допустима площа поверху, м <sup>2</sup> , для кількості поверхів		
			до 1	2-3	4-5		I,II	III	IV,V		1	2	3 і більше
до 15	Б	2	40	25	15	45	9	9	12	6	н.о.	–	–

Примітки: н.о. – не обмежується, н.н. – не нормується.

Вибираємо, що приміщення, де проводиться робота з дослідження, має бути обладнане двома вогнегасниками, пожежним щитом, ємністю з піском [62].

6.3 Безпека у надзвичайних ситуаціях. Дослідження стійкості роботи радіо-імпульсних пристроїв в умовах дії загрозливих чинників надзвичайних ситуацій

У зв'язку з тим, що логічні радіо-імпульсні пристрої мають важливе значення для систем подвійного призначення, а на них можуть справляти значний вплив загрозливі чинники надзвичайні ситуації різного типу то необхідно провести дослідження безпеки роботи радіо-імпульсних пристроїв. До таких НС можна віднести: стихійні лиха (блискавка, зливи, вибухи), а особливо впливовими на РЕА мають іонізуючі випромінювання та ЕМІ. Тому при забезпеченні даних пристроїв слід забезпечити найвищий рівень захисту від тої чи іншої НС, оскільки кожна НС справляє свій вплив на даний пристрій.

Тож, в даній частині розділу необхідно виконати дослідження стійкості роботи та розробку заходів по підвищенню стійкості роботи радіо-імпульсних пристроїв в умовах дії іонізуючих випромінювань та електромагнітного імпульсу.



В РЕА застосовуються елементи, до складу яких входять такі матеріали: метали, неорганічні матеріали (в основному діелектрики), провідники і різноманітні органічні сполуки (смоли). Серед цих матеріалів метали найбільш чутливі до впливу іонізуючих випромінювань, оскільки їм властива висока концентрація вільних носіїв. При впливі на елементи і пристрої може виникнути наведена радіоактивність і зміна параметрів радіоелектронних характеристик блоків пристроїв.

В радіоелектронній апаратурі іонізуючі випромінювання, викликають зворотні і незворотні процеси, внаслідок яких можуть відбуватися порушення роботи електричних елементів схеми, що призводять до виходу з ладу апаратури. Проходячи через елементи РЕА, потік гамма-випромінень створює в них вільні носії електричних зарядів, в результаті переміщення яких виникає помилковий імпульс, який призводить до спрацьовування пристрою.

При великих дозах випромінювання втрачають працездатність комплектуючі елементи систем радіоелектроніки і електроавтоматики. В результаті опромінення у транзисторах змінюється обернений струм і коефіцієнт підсилення, у конденсаторах знижуються напруги пробою та опір стікання, змінюється провідність і внутрішній нагрів; руйнується електрична ізоляція дротів з полімерних матеріалів.

В органічних ізоляційних і діелектричних матеріалах змінюються такі параметри, як: електрична провідність, діелектрична проникність і тангенс кута втрат. Неорганічні матеріали не так чутливі до впливу іонізуючих випромінювань.

Вплив ЕМІ являє велику небезпеку для апаратури, добре захищеної від впливу інших загрозливих чинників. Тому слід пам'ятати про такий захист апаратури від ЕМІ, який би забезпечив стійку роботу радіо-імпульсних пристроїв.

### 6.3.1 Дослідження стійкості роботи радіо-імпульсних пристроїв в умовах дії іонізуючих випромінювань

За критерій безпеки роботи технологічного обладнання в цих умовах приймається таке граничне значення експозиційної дози, при якому можуть виникнути тимчасові зміни, але пристрій буде працювати.

Приймаючи до уваги елементну базу, що використовується для реалізації пристрою, складається таблиця потужностей експозиційної дози опромінення для кожного елемента  $D_{гр.i}$ , що викликають початок зворотних змін. Отримані значення занесемо до табл. 6.10.

Таблиця 6.10 – Значення експозиційних доз елементів пристрою

№	Елементи пристрою	$D_{гр.i}$ , Р	$D_{гр.}$ , Р
1	Інтегральні мікросхеми	$10^5$	10 <sup>4</sup>
2	Діоди загального призначення	$10^4$	
3	Транзистори загального призначення	$10^4$	
4	Мікросхеми	$10^5$	
5	Конденсатори	$10^7$	
6	Резистори	$10^8$	

Проаналізувавши дані табл. 6.10, визначили, що самим уразливим елементом системи з мінімальною дозою  $D_{грi} = 10^4 Р$  є транзистори та діоди. Визначаємо можливу дозу опромінення за формулою:

$$D_m = \frac{2 \cdot P_1 (\sqrt{t_k} - \sqrt{t_{II}})}{K_{осл}}, \quad (6.5)$$

де  $P_1$  – максимальне значення рівня радіації ( $P_1 = 4,91$  Р/год);

$t_k$  – час кінця опромінення ( $t_k = 131400$  год (5 років));

$t_{II}$  – час початку опромінення ( $t_{II} = 1$  год).

$K_{осл}$  – коефіцієнт послаблення радіації ( $K_{осл} = 2$ ).

$$D_m = \frac{2 \cdot 4,91 (\sqrt{131400} - \sqrt{1})}{2} = 1774,92 \text{ (P)}.$$

Оскільки  $D_{гр1} > D_m$ , то дана РЕА стійка до дії радіації. Визначимо допустимий час роботи РЕА в заданих умовах за формулою:

$$t_o = \frac{D_{зр} \cdot K_{осл} + 2 \cdot P_1 \cdot \sqrt{1}}{2 \cdot P_1}, \quad (6.6)$$

$$t_o = \frac{10^4 \cdot 2 + 2 \cdot 4,91 \cdot \sqrt{1}}{2 \cdot 4,91} = 2037,66 \text{ (год)}.$$

Отже, можливо доза опромінення елементної бази  $D_m = 1774,92 \text{ P}$ , а допустима  $10^4 \text{ P}$ . Отже, РЕА є стійкою в умовах дії іонізуючого випромінювання. Допустимий час роботи пристрою в заданих умовах становить 2037,66 год., при рівні радіації 4,91 P/год, а це більше ніж час морального старіння радіо-імпульсних пристроїв.

6.3.2 Дослідження стійкості радіо-імпульсних пристроїв в умовах дії електромагнітного імпульсу

За критерієм безпеки роботи радіо-імпульсних пристроїв в умовах дії електромагнітного імпульсу можна прийняти коефіцієнт безпеки:

$$K_6 = 20 \lg \frac{U_d}{U_r} \geq 40 \text{ [дБ]}, \quad (6.7)$$

де  $U_d$  – допустиме коливання напруги живлення (для мікросхем 5 В);

$U_r$  – напруга наведена за рахунок електромагнітного імпульсу у вертикальних (горизонтальних) струмопровідних частинах, В.

В зв'язку з тим, що окремі елементи пристрою можуть мати різні значення коефіцієнтів безпеки, то стійкість його роботи в цілому визначається мінімальним значенням коефіцієнта безпеки.

Визначимо горизонтальну складову напруженості електромагнітного поля:

$$E_z = 9,89 \cdot 10^3 \cdot 10^{-3} = 9,89 \text{ (В/м)}.$$

Визначаємо горизонтальну та вертикальну напругу наводки.

$$U_z = 9,89 \cdot 10^3 \cdot 0,5 = 4945 \text{ (В)}.$$

$$U_g = 9,89 \cdot 0,8 = 7,912 \text{ (В)}.$$

Визначаємо допустимі коливання напруги живлення для різних блоків:

$$U_d = U_{ж} + \frac{U_{ж}}{100} \cdot N, \quad (6.8)$$

де  $N$  – відсоток допуску.

$$U_{d1} = 12 + \frac{12}{100} \cdot 5 = 12,6 \text{ (В)},$$

$$U_{d2} = 24 + \frac{24}{100} \cdot 5 = 25,2 \text{ (В)},$$

$$U_{d3} = 5 + \frac{5}{100} \cdot 5 = 5,25 \text{ (В)}.$$

Визначаємо коефіцієнти безпеки для кожної ділянки:

Горизонтальної:

$$Kb_{\text{г}1} = 20 \cdot \lg \frac{12,6}{4945} = -51,25 \text{ (дБ)};$$

$$Kb_{\text{г}2} = 20 \cdot \lg \frac{25,2}{4945} = -45,23 \text{ (дБ)};$$

$$Kb_{\text{г}3} = 20 \cdot \lg \frac{5,25}{4945} = -23,15 \text{ (дБ)};$$

Вертикальної:

$$Kb_{\text{в}1} = 20 \cdot \lg \frac{12,6}{7,912} = 8,75 \text{ (дБ)};$$

$$Kb_{\text{в}2} = 20 \cdot \lg \frac{25,2}{7,912} = 14,77 \text{ (дБ)};$$

$$Kb_{\text{в}3} = 20 \cdot \lg \frac{5,25}{7,912} = 36,85 \text{ (дБ)}.$$

Розрахункові дані заносимо в табл. 6.11.

Таблиця 6.11 – Значення коефіцієнтів безпеки радіо-імпульсних пристроїв

№	Найменування блоків	$Kb_{\text{Г}}, \text{дБ}$	$Kb_{\text{В}}, \text{дБ}$	Результат дії
1	Блок живлення, 12 В	-51.25	8.75	Нестійкий
2	Блок управління, 24 В	-45.23	14.77	Нестійкий
3	Основний блок, 5 В	-23.15	36.85	Нестійкі

Границя стійкості системи керування  $Kb_{\text{мін}} = -51,25 \text{ дБ}$ , а  $Kb_{\text{гр}} = 36,85$ .

Отже, система є нестійкою в умовах дії електромагнітного імпульсу. Для підвищення стійкості необхідно використовувати екранування радіо-імпульсних пристроїв.

6.4 Розробка заходів по підвищенню стійкості роботи радіо-імпульсних пристроїв в умовах дії загрозливих чинників НС

Для мінімізації впливу на логічні радіо-імпульсні пристрої можна використати наступне. Для захисту пристрою від іонізуючих випромінювань можна використати алюмінієві сплави, леговані елементами з високим атомним номером (рідкоземельними елементами), сплави на основі тугоплавких і рідкоземельних елементів і багат шарові матеріали. Використовують також захисні покриття радіоелектронної апаратури, що розміщується на поверхнях

елементів, які піддаються впливу іонізуючого випромінювання. Захисне покриття виконане у вигляді наноструктур, які включають сукупність атомів рідкоземельних елементів, введених в структуру армованої атомно-молекулярної металічної матриці і утворює її захисний шар.

Для захисту від електромагнітного імпульсу є екранування металевим екраном, в якому розміщена радіоелектронна апаратура. Оскільки такий захист в ряді випадків неможливо виконати, то використовуються менш надійні засоби захисту, такі як струмопровідні сітки та плівкові покриття вікон, стільникові металеві конструкції для повітрозбірників та вентиляційних отворів і контактні пружинні прокладки, що розміщуються по периметру дверей і люків. Від проникнення електромагнітного імпульсу в апаратуру через різні кабельні вводи використовують перехід від електричних мереж зв'язку до практично незалежних від впливів ЕМІ волоконно-оптичних. Також для захисту кабельних вводів використовують в їх конструкції фільтрів та вбудованих зенерівських діодів.

Перехідне гасіння енергії електричного поля екраном для сталі:

$$A = 40 - K\delta_{\text{мін}}, \quad (6.9)$$

Для БЖ:

$$A_1 = 40 + 51,25 = 91,25 \text{ (дБ)};$$

Для БУ:

$$A_2 = 40 + 45,23 = 85,23 \text{ (дБ)};$$

Для ОБ:

$$A_3 = 40 + 23,15 = 63,15 \text{ (дБ)}.$$

Розрахуємо товщини захисних екранів:

$$t = \frac{A}{5,2 \cdot \sqrt{f}}, \quad (6.10)$$

де  $f$  - найбільш характерна частота, ( $f = 15$  кГц).

Для БЖ:

$$t_1 = \frac{91,25}{5,2 \cdot \sqrt{15000}} = 0,14 \text{ (см)};$$

Для БУ:

$$t_2 = \frac{85,23}{5,2 \cdot \sqrt{15000}} = 0,13 \text{ (см)};$$

Для ОБ:

$$t_3 = \frac{63,25}{5,2 \cdot \sqrt{15000}} = 0,1 \text{ (см)}.$$

Отже, при екрануванні блоку живлення та блоку керування з використанням екрану товщиною 0,14 см зі сталі, логічні радіо-імпульсні пристрої буде стійкими в умовах дії електромагнітного імпульсу, при екрануванні основного блоку з використанням екрану товщиною 0,1 см, цей блок теж буде стійким в умовах дії електромагнітного імпульсу.

## 6.5 Висновки до розділу

В результаті написання даного розділу було опрацьовано такі питання охорони праці та безпеки в надзвичайних ситуаціях, як технічні рішення з гігієни праці та виробничої санітарії, визначення товщини суцільного екрану для захисту від магнітної складової ЕМВ, технічні рішення з промислової та пожежної безпеки при проведенні дослідження логічних радіо-імпульсних пристроїв на основі резонансно-тунельних напівпровідникових структур із від'ємним диференційним опором, безпека у надзвичайних ситуаціях.

## ВИСНОВКИ

У розділі наведена інформація про фізичні основи напівпровідникових квантових наноструктур. Це дає можливість отримати відомості про будову, принцип роботи, переваги та недоліки структур із квантовим обмеженням за рахунок внутрішнього та/або зовнішнього електричного поля.

Також розглянуто такі функціональні пристрої на основі резонансно-тунельного ефекту, зокрема різновиди: 1) Модуляційно-леговані польові транзистори; 2) Біполярні транзистори на гетеропереходах; 3) Транзистори на гарячих електронах; 4) Транзистори з резонансним тунелюванням.

Показано, що у теперішній час модуляційно-леговані польові транзистори домінують на ринку малошумячих приладів, тому що вони здатні працювати в дуже широкому діапазоні частот: від низьких частот до мікрохвильових близько 100 ГГц. У новітніх гетероструктурах систем AlGaAs-InGaAs-GaAs не тільки квантова локалізація електронів у ямах більш ефективна, ніж у гетеропереходах на основі AlGaAs-GaAs, але й електрони рухаються в шарі InGaAs з більше високою дрейфовою швидкістю насичення, ніж в GaAs. Крутість такого транзистора досягає значень 100 мС/мм, частота відсікання становить близько 100 ГГц, а рівень шумів становить лише 2 дБ.

У роботі вперше представлена нова схема затвора XOR з двома входами і нова схема затвора XOR з двома входами на основі узагальненого порогового затвора (GTG). Виконано моделювання для всієї комбінації входів і отримані результати. Конструкції RTD можуть запропонувати зниження кількості компонентів до 40% в порівнянні з еквівалентним сімейством логіки CMOS. Через порогову логіку стиль дизайну, який дозволяє підвищити низький рівень при паралельності обчислення множини вхідних сигналів перевага схем RTD зростає при порівнянні еквівалентних областей схеми. Основна причина полягає в тому, що конструкція порогової логіки виключає послідовне з'єднання транзисторів в XOR-подібних конфігураціях затворів. Через довгих послідовних з'єднань р-MOSFET в КМОН-пристроях значне збільшення площі споживання.



В результаті виконання роботи було показано, що:

1. Використання тунельно-резонансних структур, зокрема тунельно-резонансних діодів, є перспективним напрямком функціональної електроніки. Завдяки їх властивостям можна використовувати тунельно-резонансні структури в якості елементів з від'ємним диференційним опором, електричних фільтрів і генераторів НВЧ електричних коливань.

2. Використання схем на тунельно-резонансних діодах дає можливість підвищити швидкодію пристроїв обробки інформації, де це є основним параметром, який завжди прагнуть зробити меншим.

3. Використання тунельно-резонансних діодів та транзисторів дає можливість розширити область використання напівпровідників, за рахунок використання тунельно-резонансної гетероструктури.

В економічній частині проведено розрахунок ефективності інвестицій та терміну окупності коштів, вкладених в наукову розробку логічних радіо-імпульсних пристроїв на основі резонансно-тунельних напівпровідникових структур із від'ємним диференційним опором. Термін окупності інвестицій, що вкладені у реалізацію цього наукового проекту, складає 2,5 роки, а тому фінансування даної наукової розробки логічних радіо-імпульсних пристроїв на основі резонансно-тунельних напівпровідникових структур із від'ємним диференційним опором є доцільним.

У розділі охорони праці та безпеки в надзвичайних ситуаціях були опрацьовані такі питання, як технічні рішення з гігієни праці та виробничої санітарії, визначення товщини суцільного екрану для захисту від магнітної складової ЕМВ, технічні рішення з промислової та пожежної безпеки при проведенні дослідження логічних радіо-імпульсних пристроїв на основі резонансно-тунельних напівпровідникових структур із від'ємним диференційним опором, безпека у надзвичайних ситуаціях.

## ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. Осадчук В.С. Основи функціональної мікроелектроніки. Навчальний посібник / В.С. Осадчук. – В.: ВДТУ, 1998 – 245 с. Укр. Мовою
2. Осадчук В.С. Фізична наноелектроніка / Осадчук В.С., Осадчук О.В. – Вінниця: ВНТУ, 2015. – 146 с.
3. Осадчук В.С. Основи наноелектроніки / Осадчук В.С., Осадчук О.В. – Вінниця: ВНТУ, 2016. – 199 с.
4. Долманов И.Н. Полупроводниковые приборы с резонансным туннелированием электронов. Зарубежная радиоэлектроника / Долманов И.Н., Толстихин В.И., Еленский В.Г. - М.: Радио и связь. - №7, 1990. – С. 66-89.
5. [http://plasma.karelia.ru/pub/nano-kurs/NANO8\\_3tun.shtml](http://plasma.karelia.ru/pub/nano-kurs/NANO8_3tun.shtml)
6. <http://www.scientific.ru/journal/news/0803/n030803.html>
7. Росадо Л. Физическая электроника и микроэлектроника / Л. Росадо. – М.: Высш. Шк., 1991. – 351 с.
8. Методичні вказівки до виконання курсової роботи з дисципліни “Твердотіла електроніка”.- Уклад. Ю.С.Кравченко – Вінниця: ВДТУ, 2001.
9. Петренко А.І. Моделювання резонансно-тунельного діоду / А.І. Петренко, Свірін П.В. // «Электроника и связь». Тематический выпуск «Проблемы электроники». Ч. 2. — 2005. — С. 116–119.
10. Иогансен Л.В. // ЖЭТФ. — 50, 709 (1966); 45, 207 (1963); 47, 270 (1964).
11. Тиходеев Ю.С. Электронная техника. Сер. 2 // Полупроводниковые приборы. — Вып. 1(73) / Тиходеев Ю.С. — 1973. — С. 3.
12. Brown E.R. Resonant Tunneling in High-Speed Double-Barrier Diodes / E.R. Brown. — Academic Press, 1992. — P. 469–498 (Hot Electrons in Semiconductor Nanostructures, Physics and Applications).
13. Chow D.H. Investigations of In<sub>0.53</sub>Ga<sub>0.47</sub>As/AlAs Resonant Tunneling Diodes for High Speed Switching / D.H. Chow, J.N. Schulman, E. Ozbay, D.M. Bloom // Applied Physics Letters. — October, 5. — 1992. — Vol. 61, N 14. — P. 1685–1687.

14. Chevoir F. Calculation of Phonon-Assisted Tunneling and Valley Current in a Double-Barrier Diode / F. Chevoir, B. Vinter // *Applied Physics Letters*. — 1989. — Vol. 55, N 18. — P. 1859–1861.

15. Goldman V.J. Evidence of LO-Phonon Emission-Assisted Tunneling in Double-Barrier Heterostructures / V.J. Goldman, D.C. Tsui, J.E. Cunningham // *Physical Review B (Condensed Matter)* — 1987. — Vol. 36, N 4. — P. 7635–7637.

16. Mendez E.E. Resonant Tunneling Via X-Point States in AlAs–GaAs–AlAs Heterostructures / E.E. Mendez, W.I. Wang, C.E.T. Goncalves da Silva // *Applied Physics Letters*. — 1987. — Vol. 50, N 18. — P. 1263–1265.

17. Seabaugh A.C. Co-Integrated Resonant Tunneling and Heterojunction Bipolar Transistor Full Adder: International Electron Devices Meeting Technical Digest / A.C. Seabaugh, A.H. Taddiken, E.A. Beam III, J.N. Randall, Y.C. Kao, B. Newell. — Washington, DC, 1993 — P. 419–422.

18. Обухов И.А. Моделирование переноса заряда в мезоскопических структурах / Обухов И.А. — Севастополь: «Вебер», 2005. — 226 с.

19. Ye Q.Y. Resonant Tunneling Via Microcrystalline Silicon Quantum Confinement / Q.Y. Ye, R. Tsu, E.H. Nicollian // *Phys. Rev. B*. — 1991. — Vol. 44. — P. 1806.

20. Kamal Prakash Pandey, Rakesh Kumar Singh, Anil Kumar. Analysed Modulation Doped Fieled Effect Transister (MODFET) and Metal Oxide Semiconductor Modulation Doped Fieled Effect Transister ((MOS-MODFET)) using compound material silicon Germanium (SiGe) / *International Journal of Advanced Research in Computer and Communication Engineering*, Vol. 2, Issue 4, April 2013. — pp.1831-1834.

21. Mains R.K. Improved Boundary Conditions for the Time-Dependent Schrödinger Equation. / R.K. Mains, G.I. Haddad // *Journal of Applied Physics* — 1990. — Vol.1, N 67. — P. 591–593.

22. Yalabik M.C. Some Ad-Hoc Methods for Introducing Dissipation to the Schrödinger Equation: Proceedings of a NATO Advanced Workshop on Science and Engineering of One- and Zero-Dimensional Semiconductors, Cadiz, Spain, Mar. 29-Apr. 1 1989 / S. P. Beaumont, C. M. S. Torres, editors. — NATO Scientific Affairs

Division, 1989 — P. 83–89.

23. Tsu R. Tunneling in a Finite Superlattice. / R. Tsu, L. Esaki // *Applied Physics Letters*. — 1973. — Vol. 11, N 22. — P. 562–564.

24. Frensley W.R. Wigner-Function Model of a Resonant-Tunneling Semiconductor Device / W.R. Frensley // *Physical Review B*. — 1987. — Vol. 3, N 36. — P. 1570–1580.

25. Wigner E. On the Quantum Corrections for Thermodynamic Equilibrium / E. Wigner // *Physical Review* — 1932. — N 40. — P. 749–759.

26. Frensley W.R. Simulation of Resonant-Tunneling Heterostructure Devices / W.R. Frensley // *Journal of Vacuum Science and Technology B*. — 1985. — Vol. 4, N 3. — P. 1261–1266.

27. Kadanoff L.P. *Quantum Statistical Mechanics* / L.P. Kadanoff, G. Baym. — Benjamin/Cummings, Reading, MA, 1962.

28. Jauho P. Nonequilibrium Green Function Techniques Applied to Hot Electron Quantum Transport / P. Jauho // *Solid State Electronics* — 1989. — N 32(12) — P. 1265–1271.

29. Lake R. High-Bias Quantum Electron Transport / R. Lake, S. Datta // *Superlattices and Microstructures* — 1992. — N 11(1). — P. 83–87.

30. Frensley W.R. Boundary Conditions for Open Quantum Systems Driven Far from Equilibrium / W.R. Frensley // *Reviews of Modern Physics* — 1990. — N 62(3). — P. 745–791.

31. Jensen K.L. The Methodology of Simulating Particle Trajectories Through Tunneling Structures Using a Wigner Distribution Approach / K.L. Jensen, F.A. Buot // *IEEE Transactions on Electron Devices*. — 1991. — N 38(10). — P. 2337–2347.

32. Buot F.A. Lattice Weyl-Wigner Formulation of Exact Manybody Quantum-Transport Theory and Applications to Novel Solid-State Quantum-based Devices / F. A. Buot, K. L. Jensen // *Physical Review B*. — 1990. — N 42(15). — P. 9429–9457.

33. Baym G. *Lectures on Quantum Mechanics* / G. Baym. — Menlo Park, CA: Benjamin/Cummings, 1973.

34. Gardiner W. *Quantum Noise and Quantum Langevin Equations* / W. Gardiner // *IBM Journal of Research and Development*. — 1988. — N 32(1). — P.

127–136.

35. Gloesekotter P. Circuit and Application Aspects of Tunneling Devices in a MOBILE Configuration / P. Gloesekotter, C. Pacha, K.F. Goser, W. Prost, S.O. Kim, H. van Husen, T. Reimann, F.J. Tegude // *International Journal of Circuit Theory and Applications*. — 2003. — Vol. 31, N.1.

36. Nikolic K. Relative Performance of Three Nanoscale Devices — CMOS, RTDs and QCAs — Against a Standard Computing Task / K Nikolic, D Berzon, M. Forshaw // *Nanotechnology*. — 2001. — N 12. — P. 38–43.

37. Свірін П. В. Підходи до фізичного моделювання резонансно-тунельних діодів / П. В. Свірін // *Реєстрація, зберігання і обробка даних*. — 2008. — Т. 10, № 4. — С. 37-46.

38. Семенов А. О., Дячук Є. О., Мельник Я. В., Шейко Є. О. Радіотехнічні надвисокочастотні генераторні пристрої на основі резонансно-тунельних напівпровідникових структур із від’ємним диференційним опором. Матеріали I Міжнародної науково-технічної конференції «Сучасні проблеми інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем (СПРН-2019)», м. Вінниця, 14-16 листопада 2019 року. — Вінниця: ВНТУ, 2019. — С. 126-127.

39. Семенов А. О., Мельник Я. В., Дячук Є. О., Шейко Є. О. Оптико-електронні радіотехнічні пристрої на основі резонансно-тунельних напівпровідникових структур із від’ємним диференційним опором. Матеріали I Міжнародної науково-технічної конференції «Сучасні проблеми інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем (СПРН-2019)», м. Вінниця, 14-16 листопада 2019 року. — Вінниця: ВНТУ, 2019. — С. 128-129.

40. Семенов А. О., Шейко Є. О., Мельник Я. В., Дячук Є. О. Логічні радіо-імпульсні пристрої на основі резонансно-тунельних напівпровідникових структур із від’ємним диференційним опором. Матеріали I Міжнародної науково-технічної конференції «Сучасні проблеми інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем (СПРН-2019)», м. Вінниця, 14-16 листопада 2019 року. — Вінниця: ВНТУ, 2019. — С. 130-131.

41. P. Mazumdar, S. Kulkarni, “Digital Circuit Applications of Resonant Tunneling Devices,” *Proceedings of the IEEE*, Vol. 86, No. 4, Apr. 1998.

42. K. J. Chen, K. Maezawa and M. Yamamoto, "InP-B ased High-Performance Monostable-B istable Transition Logic Elements (MOBILE's) Using Integrated Multiple-Input Resonant-Tunneling Devices," IEEE Electron Devices Letters, Vol. 17, No. 3, March 1996.

43. K. J. Chen and G. Niu, "Logic Synthesis and Circuit Modeling of a Programmable Logic Gate Based on Controlled Quenching of Series-Connected Negative Differential Resistance Devices," IEEE J. Solid-State Circuits, Vol. 38, No. 2, Feb. 2003.

44. C. Pacha, U. Auer, C. Burwick, "Threshold Logic Circuit Design of Parallel Adders Using Resonant Tunneling Devices," IEEE Transactions on (VLSI) Systems, Vol. 8, No. 5, Oct. 2000.

45. M. J. Avedillo, J.M. Quintan, H. Pettenghi, "Multithreshold Threshold Logic Circuit Design Using Resonant Tunneling Devices," Electronics Letters, Vol. 39, No. 21, pp. 1502-1503, Oct. 2003.

46. M. J. Avedillo, J. M. Quintan , H. Pettenghi, "Increased Logic Functionality of Clocked Series-Connected RTDs," IEEE Transactions on Nanotechnology, Vol. 5, No. 5, Sept. 2006.

47. H. Pettenghi, M. J. Avedillo, J. M. Quintan, "Using Multi-Threshold Threshold Gates in RTD-Based Logic Design," Elsevier, Microelectronics Journal, Vol. 39, pp. 241-247, 2008.

48. K. S. Berezowski, "Compact Binary Logic Circuits Design Using Negative Differential Resistance Devices," Electronics Letters, Vol. 42, No. 16, 3rd August, 2006.

49. M. J. Avedillo, J. M. Quintana and H. Pettenghi, "Logic Models Supporting the Design of MOBILE-based RTD Circuits," Proceedings of the 16th International Conference on Application-Specific Systems, Architecture and Processors (ASAP'05), 2005.

50. Mirhoseini S. M., Sharifi M.J., and Bahrepour D. New Three-Input XOR and XNOR Gates Based on MOBILE and Application to a Full Adder. International Journal of Recent Trends in Engineering, Vol 2, No. 5, November 2009. Pp. 234-238.

51. ГОСТ 12.0.003-74.ССБТ. Опасные и вредные производственные факторы. Классификация.
52. ДСН 3.3.6.042-99. Санітарні норми мікроклімату виробничих приміщень.
53. ДБН В.2.5-28-2006. Природне і штучне освітлення.
54. Пособие по расчету и проектированию, естественного, искусственного и совмещенного освещения НИИСФ – М.: Стройиздат. 1985. – 384 с.
55. ДСН 3.3.6-037-99. Санітарні норми виробничого шуму, ультразвук та інфразвук.
56. ДСН 3.3.6.039-99. Державні санітарні норми виробничої та загальної вібрацій.
57. ГОСТ 12.2.032-78. ССБТ. Рабочее место при выполнении работ сидя. Общие эргономические требования.
58. Березюк О. В. Охорона праці. Підсумкова державна атестація спеціалістів, магістрів в галузях електроніки, радіотехніки, радіоелектронних апаратів та зв'язку : навчальний посібник / О. В. Березюк, М. С. Лемешев. – Вінниця : ВНТУ, 2017. – 104 с.
59. ДНАОП 0.00-1.21-98 Правила безпечної експлуатації електроустановок споживачів. – К. : Держнаглядохоронпраці, 1998. – 382 с.
60. ДБН В.2.5-27-2006. Захисні заходи електробезпеки в електроустановках будинків і споруд.
61. ДБН В.1.1.7-2002. Пожежна безпека об'єктів будівництва.
62. НАПБ Б.03.001-2004. Типові норми належності вогнегасників.
63. СНиП 2.09.02-85. Противопожарные нормы проектирования зданий и сооружений.
64. ДСанПіН 3.3.6-096-2002. Державні санітарні норми і правила при роботі з джерелами електромагнітних полів.

Додаток А  
(обов'язковий)  
ВНТУ

ПОГОДЖЕНО

“ \_\_\_ ” \_\_\_\_\_ 2019 р.

ЗАТВЕРДЖУЮ

Зав. кафедри РТ ВНТУ,  
докт. техн. наук, професор  
О.В. Осадчук

“ \_\_\_ ” \_\_\_\_\_ 2019 р.

ТЕХНІЧНЕ ЗАВДАННЯ

на виконання магістерської кваліфікаційної роботи  
«Логічні радіо-імпульсні пристрої на основі резонансно-тунельних  
напівпровідникових структур із від'ємним диференціальним опором»  
08-36.МКР.016.00.000 ТЗ

Керівник роботи

д.т.н., проф., зав. кафедри РТ ВНТУ  
\_\_\_\_\_ Осадчук О. В.

Виконавець: ст. гр. РТ-18м

\_\_\_\_\_ Шейко Є. О.



## 1 ПІДСТАВА ДЛЯ ВИКОНАННЯ РОБОТИ

Робота проводиться на підставі наказу ректора по Вінницькому національному технічному університету № 254 « 02 » 10 2019 р. та індивідуального завдання на магістерську кваліфікаційну роботу.

Дата початку роботи: “ 02 ” вересня 2019 р.

Дата закінчення: “ 17 ” грудня 2019 р.

## 2 МЕТА І ПРИЗНАЧЕННЯ МКР

*Метою роботи* є розроблення та дослідження логічних радіо-імпульсних пристроїв на основі резонансно-тунельних напівпровідникових структур із від’ємним диференційним опором.

*Основною задачею* даної роботи є розроблення та дослідження можливості використання тунельно-резонансних діодів, як логічних елементів напівпровідникової електроніки.

*Задачами* дослідження є:

- розробка простих схем логічних радіо-імпульсних пристроїв на основі резонансно-тунельних напівпровідникових структур із від’ємним диференційним опором;
- комп’ютерне схемотехнічне моделювання простих схем логічних радіо-імпульсних пристроїв на основі резонансно-тунельних напівпровідникових структур із від’ємним диференційним опором;
- розрахунок електричних параметрів простих схем логічних радіо-імпульсних пристроїв на основі резонансно-тунельних напівпровідникових структур із від’ємним диференційним опором;
- дослідження часових характеристик простих схем логічних радіо-імпульсних пристроїв на основі резонансно-тунельних напівпровідникових структур із від’ємним диференційним опором;
- проведення розрахунків економічної частини та розділу охорони праці.

*Об'єктом дослідження* даної роботи є фізичні явища та ефекти, що відбуваються в є тунельно-резонансних діодах, як елементів функціональної електроніки, дія яких базується на тунельно-резонансному ефекті.

*Предметом дослідження* є часові та частотні параметри і характеристики сигналів тунельно-резонансних транзисторів, як елементів функціональної електроніки, дія яких базується на тунельно-резонансному ефекті.

### 3 ВИХІДНІ ДАНІ ДЛЯ ПРОВЕДЕННЯ МКР

Джерела розробки:

1. Осадчук В.С. Основи функціональної мікроелектроніки. Навчальний посібник / В.С. Осадчук. – В.: ВДТУ, 1998 – 245 с. Укр. Мовою
2. Осадчук В.С. Фізична наноелектроніка / Осадчук В.С., Осадчук О.В. – Вінниця: ВНТУ, 2015. – 146 с.
3. Осадчук В.С. Основи наноелектроніки / Осадчук В.С., Осадчук О.В. – Вінниця: ВНТУ, 2016. – 199 с.
4. Долманов И.Н. Полупроводниковые приборы с резонансным тунелированием электронов. Зарубежная радиоэлектроника / Долманов И.Н., Толстихин В.И., Еленский В.Г. - М.: Радио и связь. - №7, 1990. – С. 66-89.
5. [http://plasma.karelia.ru/pub/nano-kurs/NANO8\\_3tun.shtml](http://plasma.karelia.ru/pub/nano-kurs/NANO8_3tun.shtml)
6. <http://www.scientific.ru/journal/news/0803/n030803.html>
7. Росадо Л. Физическая электроника и микроэлектроника / Л. Росадо. – М.: Высш. Шк., 1991. – 351 с.
8. Методичні вказівки до виконання курсової роботи з дисципліни “Твердотіла електроніка”.- Уклад. Ю.С.Кравченко – Вінниця: ВДТУ, 2001.
9. Петренко А.І. Моделювання резонансно-тунельного діоду / А.І. Петренко, Свірін П.В. // «Электроника и связь». Тематический выпуск «Проблемы электроники». Ч. 2. — 2005. — С. 116–119.
10. Иогансен Л.В. // ЖЭТФ. — 50, 709 (1966); 45, 207 (1963); 47, 270 (1964).
11. Тиходеев Ю.С. Электронная техника. Сер. 2 // Полупроводниковые приборы. — Вып. 1(73) / Тиходеев Ю.С. — 1973. — С. 3.
12. Brown E.R. Resonant Tunneling in High-Speed Double-Barrier Diodes / E.R. Brown. — Academic Press, 1992. — P. 469–498 (Hot Electrons in Semiconductor Nanostructures, Physics and Applications).
13. Chow D.H. Investigations of In<sub>0.53</sub>Ga<sub>0.47</sub>As/AlAs Resonant Tunneling Diodes for High Speed Switching / D.H. Chow, J.N. Schulman, E. Ozbay, D.M. Bloom // Applied Physics Letters. — October, 5. — 1992. — Vol. 61, N 14. — P. 1685–1687.

14. Козловський В. О., Лесько О. Й. Бізнес-планування: Навчальний посібник / В. О. Козловський, О. Й. Лесько [2-е вид., доп. та переробл.] – Вінниця : УНІВЕРСУМ-Вінниця, ВНТУ, 2008. – 241 с.

15. Козловський В. О. Інноваційний менеджмент : Навчальний посібник / В. О. Козловський – Вінниця : ВНТУ, 2007. – 210 с.

16. ГОСТ 12.0.003-74.ССБТ. Опасные и вредные производственные факторы. Классификация.

17. Березюк О. В. Охорона праці. Підсумкова державна атестація спеціалістів, магістрів в галузях електроніки, радіотехніки, радіоелектронних апаратів та зв'язку : навчальний посібник / О. В. Березюк, М. С. Лемешев. – Вінниця : ВНТУ, 2017. – 104 с.

#### 4 ВИКОНАВЕЦЬ

Вінницький національний технічний університет, кафедра радіотехніки, студент групи РТ-18м Шейко Є. О.

#### 5 ВИМОГИ ДО ВИКОНАННЯ МКР

Здійснити аналіз тунельно-резонансного ефекту. Основна увага приділити фізичному механізму тунельно-резонансного ефекту, параметрам характеристикам тунельно-резонансних діодів. Розробити та дослідити нові функціональні пристрої на основі тунельно-резонансного ефекту.

Основними вимогами є:

– теоретично та модельно дослідити динамічні процеси в схемах логічних радіо-імпульсних пристроїв на основі резонансно-тунельних напівпровідникових структур із від'ємним диференційним опором;

Вихідні дані для розрахунку:

- діапазон частот генерації радіосигналів – 35..42 ГГц;
- коефіцієнт корисної дії 19,1%;
- струм живлення 12 мА при напрузі живлення 1,0 В;
- рівень напруги логічного нуля 0,101 В;
- рівень напруги логічної одиниці 0,707 В;
- рівень амплітуди напруги синхросигналів 0,75 В;
- час наростання переднього фронту імпульсів 160 пкс;
- час затримки 90 пкс;
- середня потужність 115 мкВт;
- максимальна потужність 665 мкВт.

## 6. ЕТАПИ МКР І ТЕРМІНИ ЇХ ВИКОНАННЯ

№ з/п	Назва етапів магістерської кваліфікаційної роботи	Термін виконання		Очікувані результати	Звітна документація
1.	Огляд літературних джерел. Вибір та узгодження теми МКР	02.09.2019	15.09.2019	Проведено огляд літературних джерел. Вибрана тема	Узгодження теми МКР по кафедрі РТ
2.	Аналіз літературних джерел. Попередня розробка основних розділів	16.09.2019	22.09.2019	Проведений аналіз літературних джерел по даній тематиці. Підготовлений матеріал основних розділів	Вступ
3.	Затвердження теми. Розробка технічного завдання	23.09.2019	02.10.2019	Розроблене ТЗ	Наказ ВНТУ про затвердження тем Додаток А
4.	Аналіз вирішення поставленої задачі. Розробка структурної схеми	03.10.2019	20.10.2019	Проведений аналіз. Розроблені схеми пристрою	Вступ Розділ 1- 2 Звіт по переддипломній практиці
5.	Електричні розрахунки. Експериментальне дослідження	21.10.2019	29.10.2019	Проведені розрахунки та дослідження	Розділ 3
6.	Розділ моделювання	30.10.2019	03.11.2019	Проведено моделювання	Результати моделювання
7.	Розробка графічної частини МКР	04.11.2019	10.11.2019	Плакати. Структурні та електричні схеми	Графічна частина
8.	Аналіз економічної ефективності розробки	11.11.2019	15.11.2019	Економічна частина	Розділ 4
9.	Охорона праці (ОП)	16.11.2019	22.11.2019	Частина БЖД	Розділ 5
10.	Оформлення пояснювальної записки та графічної частини	23.11.2019	27.11.2019	Оформлена документація	ПЗ та графічна частина
11.	Нормоконтроль	28.11.2019	29.11.2019	Підпис нормоконтроля	Оформлена ПЗ та графічна частина
12.	Попередній захист МКР, доопрацювання, рецензування МКР	02.12.2019	06.12.2019	Позитивні відзиви	Відзив. Рецензія
13.	Захист МКР ЕК	09.12.2019	17.12.2019	Позитивний захист	Протокол ЕК

## 7 ОЧІКУВАНІ РЕЗУЛЬТАТИ ТА ПОРЯДОК РЕАЛІЗАЦІЇ МКР

У результаті виконання роботи будуть розроблені:

- електричні схеми логічних радіо-імпульсних пристроїв на основі резонансно-тунельних напівпровідникових структур із від'ємним диференційним опором;
- результати теоретичних досліджень параметрів і характеристик логічних радіо-імпульсних пристроїв на основі резонансно-тунельних напівпровідникових структур із від'ємним диференційним опором;
- результати розрахунків елементів логічних радіо-імпульсних пристроїв на основі резонансно-тунельних напівпровідникових структур із від'ємним диференційним опором;
- результати комп'ютерного моделювання параметрів і характеристик логічних радіо-імпульсних пристроїв на основі резонансно-тунельних напівпровідникових структур із від'ємним диференційним опором;
- економічна частина МКР, розділ охорони праці та цивільного захисту.

Результати, отримані в процесі виконання даної роботи, будуть впроваджені в галузі радіовимірювань:

- Вінницька філія державного концерну РРТ;
- ПАТ “Укртелеком”.

Очікуваний техніко-економічний ефект. При впровадженні результатів досліджень очікується підвищення точності та розширення функціональних можливостей обладнання радіотехнічних і телекомунікаційних систем із використанням радіотехнічних надвисокочастотних генераторних пристроїв на основі резонансно-тунельних напівпровідникових структур із від'ємним диференційним опором.

## 8 МАТЕРІАЛИ, ЯКІ ПОДАЮТЬ ПІСЛЯ ЗАКІНЧЕННЯ РОБОТИ ТА ПІД ЧАС ЕТАПІВ

За результатами виконання МКР до ЕК подаються пояснювальна записка, графічна частина МКР, відзив і рецензія.

## 9 ПОРЯДОК ПРИЙМАННЯ МКР ТА ЇЇ ЕТАПІВ

Поетапно результати виконання МКР розглядаються керівником роботи та обговорюються на засіданні кафедри.

Захист магістерської кваліфікаційної роботи відбувається на відкритому засіданні ЕК.

## 10 ВИМОГИ ДО РОЗРОБЛЮВАНОЇ ДОКУМЕНТАЦІЇ

Документація, що розробляється в процесі виконання досліджень повинна містити:

- техніко-економічне обґрунтування розробки;
- електричні схеми логічних радіо-імпульсних пристроїв на основі резонансно-тунельних напівпровідникових структур із від'ємним диференційним опором;
- результати чисельних обрахунків і теоретичних досліджень логічних радіо-імпульсних пристроїв на основі резонансно-тунельних напівпровідникових структур із від'ємним диференційним опором;
- результати комп'ютерного моделювання параметрів і характеристик логічних радіо-імпульсних пристроїв на основі резонансно-тунельних напівпровідникових структур із від'ємним диференційним опором;
- економічну частину та розділ БЖД і ЦЗ.

## 11 ВИМОГИ ЩОДО ТЕХНІЧНОГО ЗАХИСТУ ІНФОРМАЦІЇ З ОБМЕЖЕНИМ ДОСТУПОМ

У зв'язку з тим, що інформація не є конфіденційною, заходи з її технічного захисту не передбачаються.

Додаток Б  
(обов'язковий)

ЛОГІЧНІ РАДІО-ІМПУЛЬСНІ ПРИСТРОЇ НА ОСНОВІ РЕЗОНАНСНО-  
ТУНЕЛЬНИХ НАПІВПРОВІДНИКОВИХ СТРУКТУР ІЗ ВІД'ЄМНИМ  
ДИФЕРЕНЦІЙНИМ ОПОРОМ

Результати аналізу перспективних напрямків розвитку функціональної  
мікроелектроніки

Результати аналізу перспективних напрямків розвитку функціональної мікроелектроніки

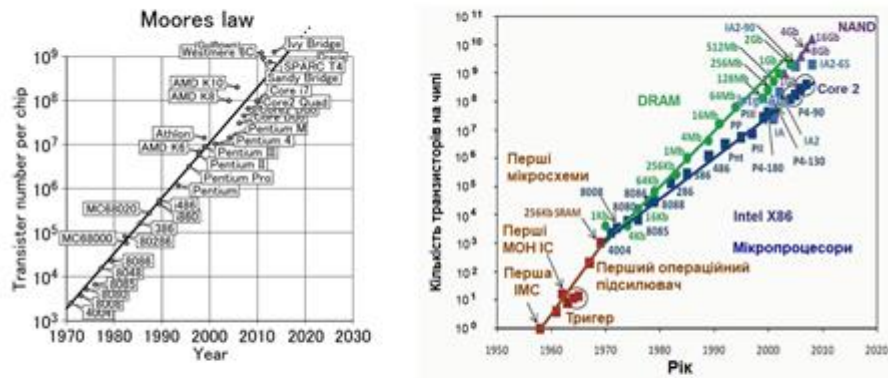


Рисунок Б.1 – Ілюстрація закону Мура – залежність числа транзисторів на чипі мікропроцесора від часу: екстраполяція до 2030 року (а) та до 2020 року із зазначенням етапів розвитку ІМС (б)



Додаток В  
(обов'язковий)

ЛОГІЧНІ РАДІО-ІМПУЛЬСНІ ПРИСТРОЇ НА ОСНОВІ РЕЗОНАНСНО-  
ТУНЕЛЬНИХ НАПІВПРОВІДНИКОВИХ СТРУКТУР ІЗ ВІД'ЄМНИМ  
ДИФЕРЕНЦІЙНИМ ОПОРОМ

Напівпровідникові структури із квантовим обмеженням за рахунок  
внутрішнього електричного поля

**Напівпровідникові структури із квантовим обмеженням за рахунок внутрішнього електричного поля та квантові ями**

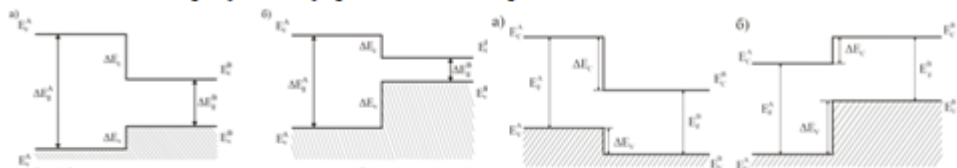


Рисунок В.1 – Зонна діаграма I типу, коли розрив зони провідності  $\Delta E_c$  більше розриву валентної зони  $\Delta E_v$ , (а) і навпаки (б)

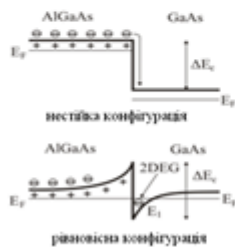


Рисунок В.3 – Вигляд зони провідності в околі гетеропереходу, утвореного напівпровідником GaAs з малою шириною забороненої зони і напівпровідником AlGaAs з великою шириною забороненої зони

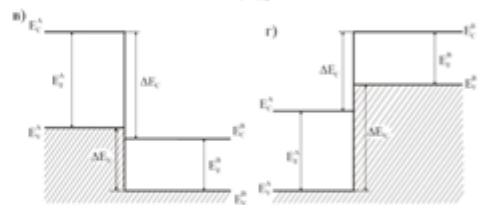


Рисунок В.2 – Гетеропереходи другого типу: (а)–(б) з перекривними забороненими зонами  $\Delta E_c > \Delta E_v$ ; (в)–(г) з неперекривними забороненими зонами  $\Delta E_c < \Delta E_v$ .

Додаток Д  
(обов'язковий)

ЛОГІЧНІ РАДІО-ІМПУЛЬСНІ ПРИСТРОЇ НА ОСНОВІ РЕЗОНАНСНО-  
ТУНЕЛЬНИХ НАПІВПРОВІДНИКОВИХ СТРУКТУР ІЗ ВІД'ЄМНИМ  
ДИФЕРЕНЦІЙНИМ ОПОРОМ

Будова та принцип дії діодів із тунельно-резонансною напівпровідниковою  
структурою

### Будова та принцип дії діодів із тунельно-резонансною напівпровідниковою структурою

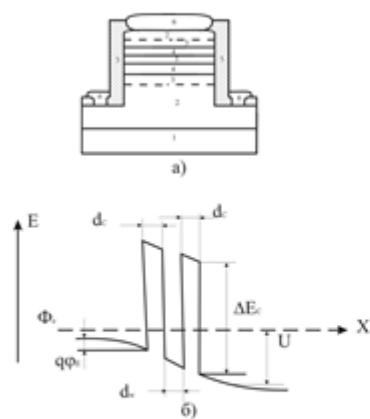


Рисунок Д1 – Схематичний розріз  $n^+i-n^+$  діода з тунельно-резонансною структурою в  $i$ -області (а) і його діаграма зони провідності (б): 1-  $n^+$ -InP підкладка; 2-  $n^+$ -InGaAs підкладка; 3- $i$ -InGaAs підкладка; 4- InAlAs підкладка; 5-пасивуючий шар; 6-контакти

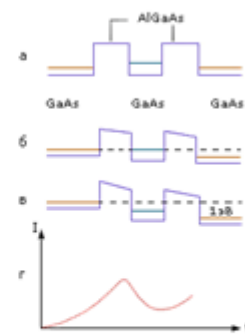


Рисунок Д2 – Схема роботи і вольт-амперна характеристика резонансного тунельного діода: а – різниця потенціалів дорівнює нулеві; б – на прилад подана резонансна напруга, при якій струм максимальний; в – напруга більше резонансної; г – вольт-амперна характеристика резонансно-тунельного діода

Додаток Е  
(обов'язковий)

ЛОГІЧНІ РАДІО-ІМПУЛЬСНІ ПРИСТРОЇ НА ОСНОВІ РЕЗОНАНСНО-  
ТУНЕЛЬНИХ НАПІВПРОВІДНИКОВИХ СТРУКТУР ІЗ ВІД'ЄМНИМ  
ДИФЕРЕНЦІЙНИМ ОПОРОМ

Радіо-імпульсні пристрої на основі резонансно-тунельних діодів для виконання  
логічних операцій XOR та XNOR

### Елемент XOR на основі RTD і HEMT – технологія RTHEMT

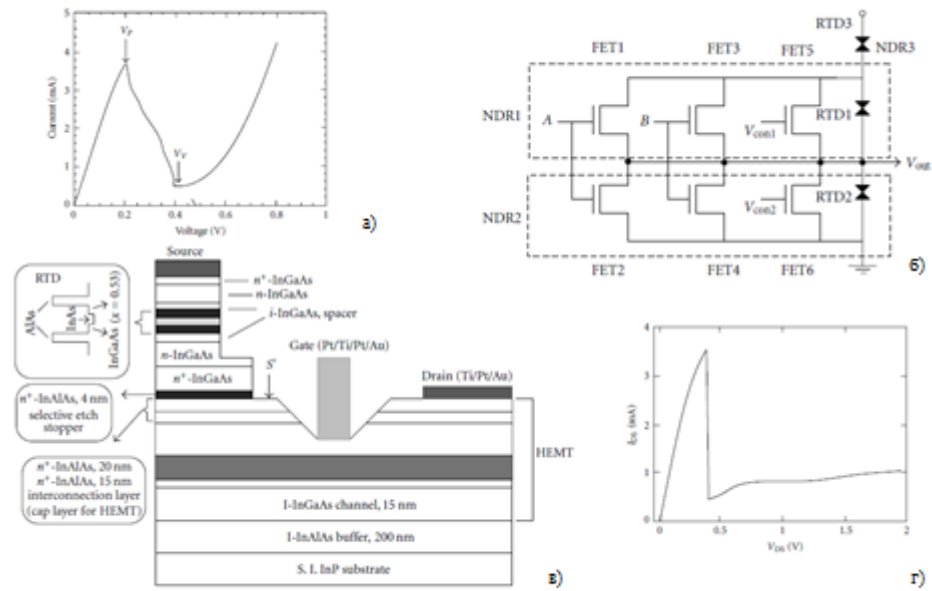


Рисунок 1 – ВАХ RTD (а), електрична схема логічного елемента XOR на основі RTD і HEMT (б), топологія побудови логічного елемента XOR на основі RTD і HEMT (в) і результуюча ВАХ (г)

Додаток Ж  
(обов'язковий)

ЛОГІЧНІ РАДІО-ІМПУЛЬСНІ ПРИСТРОЇ НА ОСНОВІ РЕЗОНАНСНО-  
ТУНЕЛЬНИХ НАПІВПРОВІДНИКОВИХ СТРУКТУР ІЗ ВІД'ЄМНИМ  
ДИФЕРЕНЦІЙНИМ ОПОРОМ

Розроблення тривходових логічних елементів XOR і XNOR на основі  
резонансно-тунельних діодів за топологією топології GTG

Розроблення тривходових логічних елементів XOR і XNOR на основі резонансно-тунельних діодів за топологією топології GTG

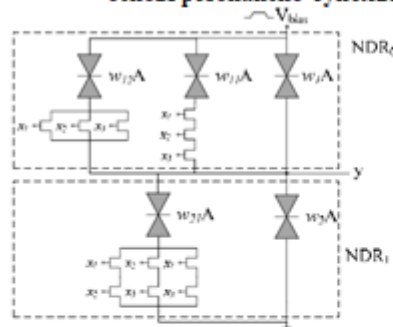


Рисунок Ж 1 – Запропонована схема елемента XOR, що використовує топологію GTG. Параметри такі:  $A = 0,1 \text{ мкФ}$ ,  $w_1 = 10$ ,  $w_{11} = 4$ ,  $w_{12} = 2$ ,  $w_2 = 11$ ,  $w_{21} = 2$ , також  $V_{bias} = 0,8 \text{ В}$

$$x_1 \oplus x_2 \oplus x_3 = (x_1 \wedge x_2 \wedge x_3) \vee (x_1 \wedge x_2 \wedge \bar{x}_3) \vee (x_1 \wedge \bar{x}_2 \wedge x_3) \vee (x_1 \wedge \bar{x}_2 \wedge \bar{x}_3) \vee (x_1 \wedge x_2 \wedge x_3) \quad (\text{Ж1})$$

$$y = \text{sign}\{[4(x_1 \wedge x_2 \wedge x_3) + 2(x_1 \vee x_2 \vee x_3)] - 2[(x_1 \wedge x_2) \vee (x_1 \wedge x_3) \vee (x_2 \wedge x_3)] - 1\}. \quad (\text{Ж2})$$

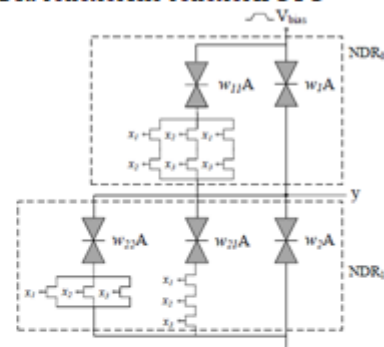


Рисунок Ж 2 – Запропонована схема елемента XNOR, що використовує топологію GTG. Ця функція використовує негативне граничне значення для правильної роботи. Конструктивні характеристики наступні:  $A = 0,1 \text{ мкФ}$ ,  $w_1 = 11$ ,  $w_{11} = 2$ ,  $w_2 = 10$ ,  $w_21 = 4$ ,  $w_{22} = 2$  і  $V_{bias} = 0,8 \text{ В}$

$$x_1 \oplus x_2 \oplus x_3 = (\bar{x}_1 \wedge \bar{x}_2 \wedge \bar{x}_3) \vee (x_1 \wedge x_2 \wedge x_3) \vee (x_1 \wedge \bar{x}_2 \wedge x_3) \vee (x_1 \wedge \bar{x}_2 \wedge \bar{x}_3) \quad (\text{Ж3})$$

$$y = \text{sign}\{[-4(x_1 \wedge x_2 \wedge x_3) - 2(x_1 \vee x_2 \vee x_3)] + 2[(x_1 \wedge x_2) \vee (x_1 \wedge x_3) \vee (x_2 \wedge x_3)] + 1\}. \quad (\text{Ж4})$$



Додаток К  
(обов'язковий)

ЛОГІЧНІ РАДІО-ІМПУЛЬСНІ ПРИСТРОЇ НА ОСНОВІ РЕЗОНАНСНО-  
ТУНЕЛЬНИХ НАПІВПРОВІДНИКОВИХ СТРУКТУР ІЗ ВІД'ЄМНИМ  
ДИФЕРЕНЦІЙНИМ ОПОРОМ

Результати комп'ютерного схемотехнічного моделювання

### Результати комп'ютерного схемотехнічного моделювання

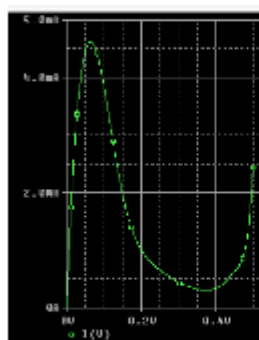


Рисунок К.1 – Вольт-амперна характеристика RTD

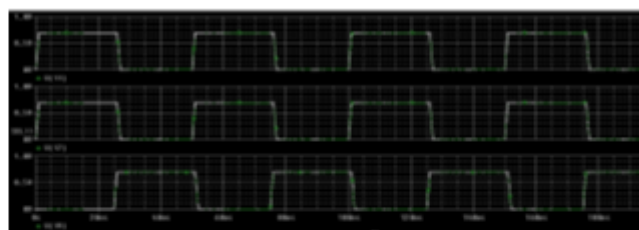


Рисунок К.2 – Часові діаграми напруги відгуку XOR

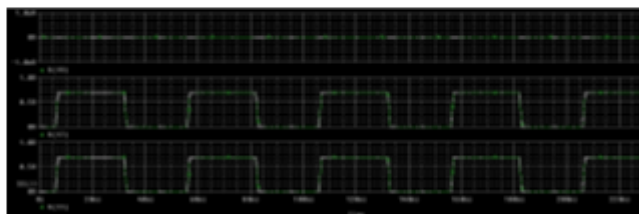


Рисунок К.3 – Часові діаграми напруги відгуку XNOR